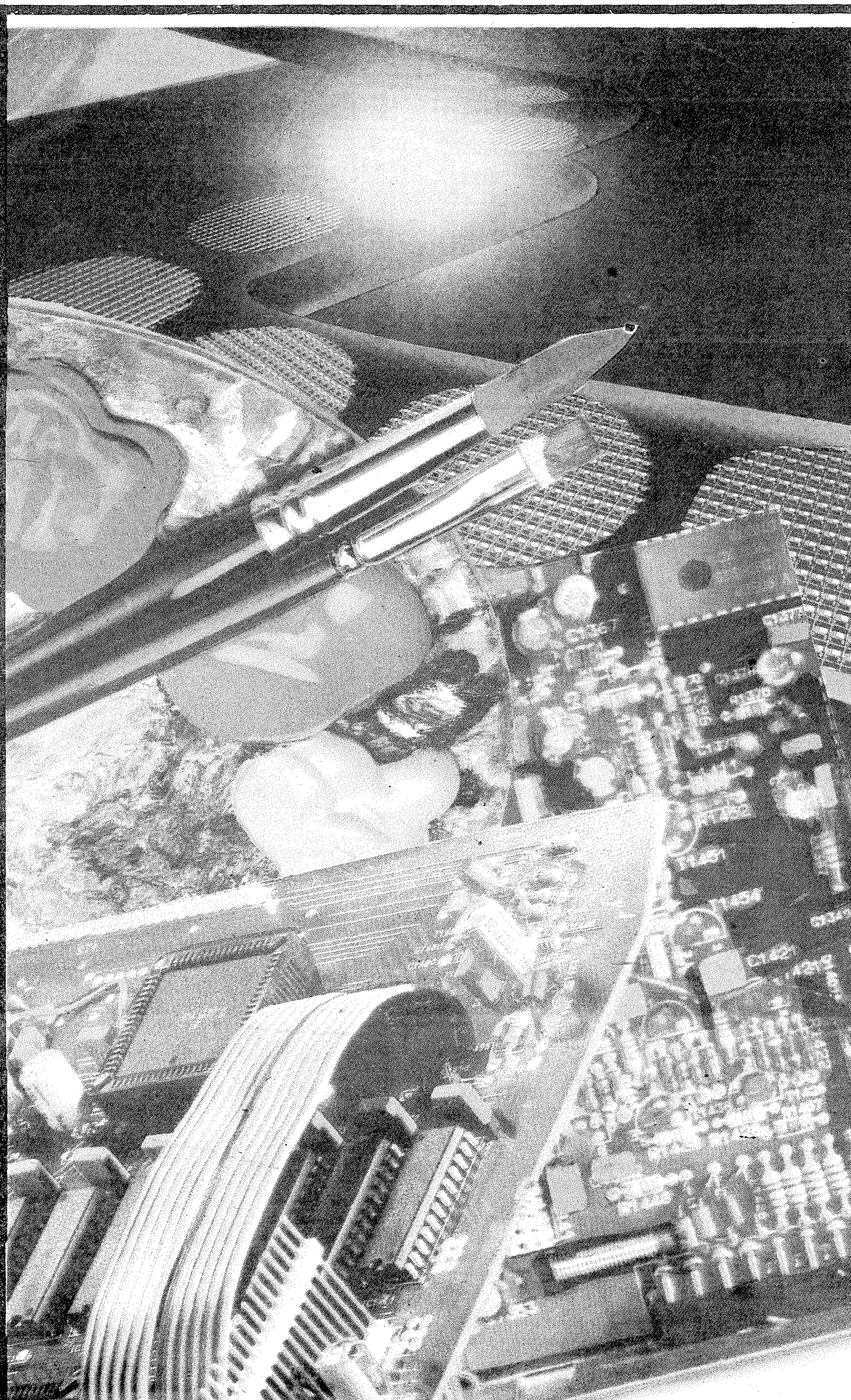
Tehnium

ANUL XXII — NR. 260 7/1992

SUMAR



REVISTĂ LUNARĂ PENTRU CONSTRUCTORII AMATORI

ADRESA REDACȚIEI: „TEHNIUM",
BUCUREȘTI, PIAȚA PRESEI LIBERE NR. 1,
COD 79784, OF. P.T.T.R. 33,
SECTORUL 1, TELEFON: 18 35 66—17 60 10/2059
PREȚUL 50 LEI

PROIECTARE ASISTATĂ DE CALCULATOR

Dr. ing. ŞERBAN RADU IONESCU, YO3AVO

(URMARE DIN NR. TRECUT)

În situaţia cînd circuitul din care face parte tripolul sau cvadripolul modelat prin parametrii admitanţă este analizat într-o gamă largă de frecvenţe, ar trebui în principiu ca pentru fiecare nouă frecvenţă să se reintroducă valorile actualizate ale acestor parametri. Procedînd astfel s-ar îngreuna însă mult utilizarea programului. Ţinînd seama de acest inconvenient şi de faptul că pentru componentele active sau pentru subcircuitele lipsite de grupuri rezonante cu factor de calitate ridicat, variaţia valorilor parametrilor admitanţă este relativ lentă pentru benzi de frecvenţă moderate (de pînă la o octavă), s-a preferat alegerea a trei frecvenţe, de dorit repartizate cît mai uniform în gama de interes, la care parametrii admitanţă se introduc în calculator în mod explicit, după precizarea valorii frecvenţei respective. Cele trei grupe de valori sînt utilizate de program într-o procedură de interpolare, pentru aproximarea automată a valorilor parametrilor admitanţă la alte frecvenţe, făcînd posibilă utilizarea programului cu opţiunea „BALEIERE".

Dacă domeniul de frecvenţă în care se efectuează analiza circuitului este foarte restrîns în jurul unei frecvenţe, este suficientă, de cele mai multe ori, introducerea valorilor parametrilor admitanţă numai la acea frecvenţă. În acest caz, la cererea programului de precizare a valorii frecvenţei pentru cel de-al doilea grup de valori ale parametrilor admitanţă, trebuie introdusă valoarea zero (0)!

Completarea valorilor admitanţelor întregului circuit cu cele ale parametrilor admitanţă, aşa cum apar aceştia din urmă în relaţiile (5.8) sau (5.9), este asigurată de grupul instrucţiunilor cuprinse în lista 5.11.

5.4.2. **Exemplu (Y)**

Analizăm, cu ocazia exemplului de utilizare a parametrilor admitanţă, o structură de amplificator mai puţin răspîndită în rîndul radioamatorilor YO. Este vorba despre o configuraţie care se bucură de proprietăţi remarcabile, fiind în esenţă un amplificator cu reacţie negativă realizabilă prin transformator. Schema amplificatorului, valabilă în curent alternativ, este cea din figura 5.19.

Circuitul poate fi analizat într-o primă aproximaţie făcînd apel la ipotezele simplificatoare conform cărora impedanţa de intrare a tranzistorului cu baza la masă este nulă, impedanţa sa de ieşire este infinită, iar amplificarea de curent unitară, şi între cele trei înfăşurări ale transformatorului există un cuplaj perfect. În aceste condiţii se arată cu uşurinţă că se poate obţine adaptarea la intrare şi ieşire ($R_g = R_s$) într-o bandă infinită, dacă pentru cea mai nimerită alegere $n_1 = 1$, între numerele de spire ale celorlalte două înfăşurări există relaţia $n_2 = n_3^2 - 1$. Prin această alegere, amplificarea de putere devine egală cu n_3^2, impedanţa prezentată colectorului tranzistorului este $(n_2 + n_3)R_s$, iar emitorului $2R_g$. Pentru valorile uzuale $n_3 = 2$, 3 şi 4, amplificarea de putere este 6 dB, 9,5 dB şi, respectiv, 12 dB.

Nivelul impedanţei echivalente cu care circuitul se prezintă la emitorul tranzistorului pentru $R_g = R_s = 50\ \Omega$ conferă majorităţii tranzistoarelor de radiofrecvenţă bipolare posibilitatea atingerii unui factor de zgomot redus. În plus, puternica reacţie negativă (cu atît mai puternică cu cît n_3 este mai mic) conferă amplificatorului o dinamică sporită, cu puncte de intercepţie pentru produsele de intermodulaţie de ordin trei cuprinse între 30 dBm şi 40 dBm.

Pentru tipul de tranzistor ales în exemplu, BFR91A, parametrii admitanţă în conexiunea **emitor comun** (atenţie!) şi în punctul de funcţionare $U_{CE} = 8$ V şi $I_C = 10$ mA se obţin din catalogul fabricantului, fiind cei din tabelul 5.3. Unitatea de măsură pentru admitanţe este mS.

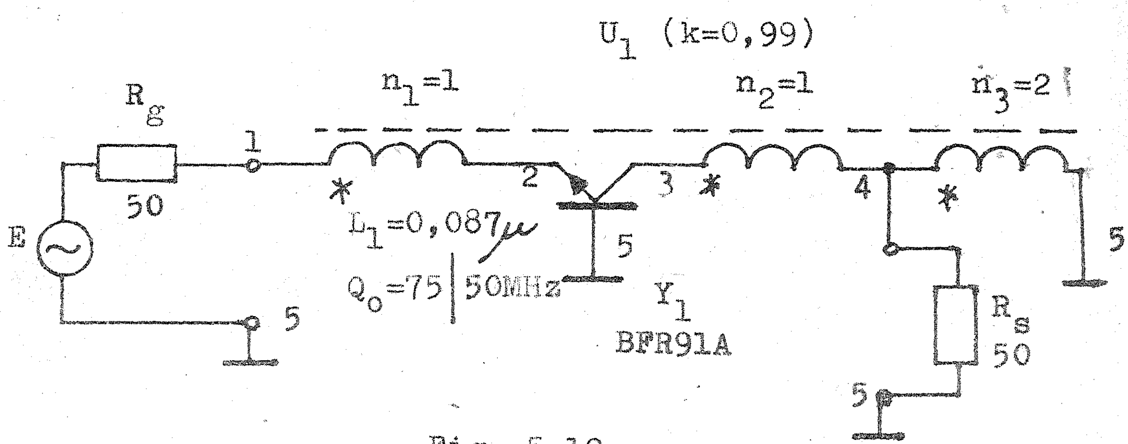


Fig. 5.19

Tabel 5.3

f (MHz)	40	100	200
y_i	3,38+j2,32	5,114+j5,213	7,38+j6,48
y_r	-0,016-j0,123	-0,01-j0,295	-0,02-j0,723
y_f	339,16-j73,76	300,5-j115,8	209,5-j163,8
y_o	0,283+j0,574	0,481+j1,43	-0,368+j1,522

Introducerea în calculator a valorilor numerice asociate modelului cu admitanţe al tranzistorului reiese mai clar din lista-exemplu 5.6. Tot în această listă se observă că, deşi amplificarea practică este mai mică decît cea teoretică cu aproximativ 0,5 dB, totuşi ea se menţine aproape la acelaşi nivel într-o bandă de două octave. În acest domeniu de frecvenţă, adaptarea la intrarea şi ieşirea amplificatorului este foarte bună, puterile reflectate reprezentînd mai puţin de 5% din cele incidente. Însă valorile subunitare ale factorului de stabilitate necondiţionată, S, ne indică faptul că pentru frecvenţe depăşind aproximativ 130 MHz, circuitul poate intra în oscilaţie pentru anumite valori ale impedanţei generatorului şi sarcinii.

$$y_i \ldots G_{11}+jB_{11} \quad y_r \ldots G_{12}+jB_{12} \quad y_f \ldots G_{21}+jB_{21} \quad y_o \ldots G_{22}+jB_{22} \tag{5.10}$$

Lista exemplu 5.6 (figura 5.19)

```
ANALIZA CIRCUITELOR LINIARE
IN REGIM SINUSOIDAL

* MODELE: RLCUVDIETFOYS

* NUMARUL DE NODURI: 5

* ELEMENTE: UY

* UNITATEA DE
  FRECVENTA (G/M/K/H): M

* Fo (MHz): 50

* ELEMENTE U: 1

NR   L1(uH/Qo)   K      U12    U13
                 A1,E1  A2,E2  A3,E3
U1   .087/75     0.99   1      0.5
                 1 ,2   3 ,4   4 ,5

* ELEMENTE Y: 1

NR       VAL.(mS)         A1,E1,A2,E2
Y1                        5 ,2 ,3 ,2
           F= 40 MHz
   G11=3.38     B11=2.32
   G12=-.016    B12=-0.123
   G21=339.16   B21=-73.76
   G22=0.283    B22=0.574

           F= 100 MHz
   G11=5.114    B11=5.213
   G12=-.01     B12=-0.295
   G21=300.5    B21=-115.8
   G22=0.481    B22=1.43

           F= 200 MHz
   G11=7.38     B11=6.48
   G12=-.02     B12=-0.723
   G21=209.5    B21=-163.8
   G22=-0.368   B22=1.522

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): A

* NODURI INTRARE: 1, 5

* NODURI IESIRE: 4, 5

* Rg (kOhm): .05

* Rs (kOhm): .05

* BALEIERE (D/N): D

* Fmin (MHz): 50

* Fmax (MHz): 175

* Fpas (MHz): 25

* PARAMETRU (YUPIET): PIE
           F= 50 MHz
Ap=5.41 dB          S= 1.0010E+00
Gi= 1.8696E+01      Bi=-8.4328E+00
Ri= 4.4445E-02      Xi= 2.0047E-02
RF=2.1546E-01       (-13.33 dB)
PH=   93.5 grd
```

```
Ge= 1.8331E+01   Be=-8.9685E+00
Re= 4.4017E-02   Xe= 2.1536E-02
RF=2.3174E-01    (-12.7 dB)
PH=  92.62 grd

        F= 75 MHz
Ap=5.5 dB         S= 1.0006E+00
Gi= 1.8394E+01   Bi=-5.7256E+00
Ri= 4.9562E-02   Xi= 1.5427E-02
RF=1.5318E-01    (-16.3 dB)
PH=  82.82 grd
Ge= 1.8059E+01   Be=-5.9544E+00
Re= 4.9945E-02   Xe= 1.6468E-02
RF=1.6258E-01    (-15.78 dB)
PH=  80.84 grd

        F= 100 MHz
Ap=5.5 dB         S= 1.0003E+00
Gi= 1.8172E+01   Bi=-4.3638E+00
Ri= 5.2030E-02   Xi= 1.2495E-02
RF=1.2315E-01    (-18.19 dB)
PH=  73.79 grd
Ge= 1.7798E+01   Be=-4.4562E+00
Re= 5.2871E-02   Xe= 1.3237E-02
RF=1.3059E-01    (-17.68 dB)
PH=  70.43 grd

        F= 125 MHz
Ap=5.49 dB        S=1.0000E+00
Gi= 1.7986E+01   Bi=-3.5284E+00
Ri= 5.3539E-02   Xi= 1.0503E-02
RF=1.0650E-01    (-19.45 dB)
PH=  65.59 grd
Ge= 1.7541E+01   Be=-3.5678E+00
Re= 5.4745E-02   Xe= 1.1135E-02
RF=1.1491E-01    (-18.79 dB)
PH=  60.85 grd

        F= 150 MHz
Ap=5.46 dB        S= 9.9984E-01
Gi= 1.7829E+01   Bi=-2.9468E+00
Ri= 5.4598E-02   Xi= 9.0243E-03
RF=9.6470E-02    (-20.31 dB)
PH=  58.07 grd
Ge= 1.7287E+01   Be=-2.9934E+00
Re= 5.6162E-02   Xe= 9.7250E-03
RF=1.0800E-01    (-19.33 dB)
PH=  52.4 grd

        F= 175 MHz
Ap=5.44 dB        S= 9.9980E-01
Gi= 1.7700E+01   Bi=-2.5019E+00
Ri= 5.5391E-02   Xi= 7.8297E-03
RF=8.9953E-02    (-20.92 dB)
PH=  51.2 grd
Ge= 1.7040E+01   Be=-2.6125E+00
Re= 5.7336E-02   Xe= 8.7902E-03
RF=1.0631E-01    (-19.47 dB)
PH=  45.47 grd

* CONTINUARE (C/P/A/R/S): S
```

Lista 5.11

```
3005 FOR I=1 TO Z(10): LET G=Y(I
,28)+F2*(Y(I,29)+F2*Y(I,30)): LE
T B=Y(I,31)+F2*(Y(I,32)+F2*Y(I,3
3)): LET L=Y(I,52): LET M=Y(I,53
): LET J=L: LET K=M: GO SUB 485
3010 LET G=Y(I,34)+F2*(Y(I,35)+F
2*Y(I,36)): LET B=Y(I,37)+F2*(Y(
I,38)+F2*Y(I,39)): LET J=Y(I,54)
: LET K=Y(I,55): GO SUB 485
3015 LET G=Y(I,46)+F2*(Y(I,47)+F
2*Y(I,48)): LET B=Y(I,49)+F2*(Y(
I,50)+F2*Y(I,51)): LET L=J: LET
M=K: GO SUB 485
3020 LET G=Y(I,40)+F2*(Y(I,41)+F
2*Y(I,42)): LET B=Y(I,43)+F2*(Y(
I,44)+F2*Y(I,45)): LET J=Y(I,52)
: LET K=Y(I,53): GO SUB 485: NEX
T I
```

5.5.1 Tranzistorul bipolar (T) și tranzistorul cu efect de cîmp (F)

Deși, prin cele arătate în subcapitolul 5.4.1, am introdus deja în program posibilitatea caracterizării unui tranzistor prin parametrii admitanță de scurcircuit (Y), sînt dese cazurile cînd ne aflăm în imposibilitatea cunoașterii lor din foile de catalog. Cu excepția situațiilor (extrem de rare pentru un electronist amator) cînd avem acces la o instalație de măsurare a acestor parametri (Z-diagraf, voltmetru vectorial etc.), nu ne rămîne altceva de făcut decît să apelăm la un model mai simplu, chiar dacă acesta are o arie de aplicabilitate mai redusă. Un asemenea model pentru tranzistorul bipolar (T) îl constituie **circuitul echivalent** (cunoscut și sub numele Giacoletto—Johnson) din figura 5.20-c. El este același, indiferent de tipul tranzistorului, **npn** sau **pnp** (figurile 5.20-a și 5.20-b) și are față de alte modele cîteva avantaje, cum ar fi de exemplu:

— permite, de cele mai multe ori, determinarea cu suficientă precizie a parametrilor săi esențiali pe baza unui număr minim de date de catalog;

— permite determinarea parametrilor în alt punct de funcționare decît cel indicat în catalog;

— permite o apreciere rapidă a efectelor variațiilor tensiunii de alimentare sau ale temperaturii;

— își păstrează valabilitatea într-o gamă de frecvență suficient de mare, parametrii săi rămînînd indepenenți de frecvență pînă la un sfert din frecvența de tăiere a amplificării în curent, în conexiunea bază comună;

— este specific tranzistorului, elementele sale reflectînd direct procesele fizice care au loc în tranzistor.

Semnificațiile elementelor componente ale circuitului echivalent din figura 5.20-c sînt următoarele:

R_{bb} — **rezistența extrinsecă de bază,** care reprezintă rezistența materialului bazei de la contactul exterior pînă la baza intrinsecă (valori uzuale 50Ω... 200Ω);

S — **reprezintă admitanța mutuală intrinsecă** (panta) corespunzătoare curentului purtătorilor minoritari care, injectați în bază de către emitor au ajuns prin difuzie pînă la colector; la frecvențe joase, în S domină partea reală, aceasta putîndu-se estima pe baza formulei aproximative (5.11), unde I_c este componenta statică a curentului de colector;

$$(5.11)\qquad S=40\cdot I_c$$

$$(5.12)\qquad R_{be}=\beta/S$$

$$(5.13)\qquad R_{bc}=K\beta/S$$

$$R_{ce}=K/S$$

$$(5.14)\qquad C_{be}=S/(2\pi f_T)$$

R_{be} —**rezistența de difuzie,** care se datorează fracțiunii curentului de emitor ce rămîne în bază, în mod special datorită recombinărilor; se poate calcula cu formula aproximativă (5.12), în care β este factorul de amplificare în curent în conexiunea emitor comun, la joasă frecvență;

R_{bc} și R_{ce} — sînt rezistențe care pun în evidență reacția internă și scăderea rezistenței de ieșire a tranzitorului, ca efecte ale variației grosimii bazei; formulele (5.13) permit estimarea lor atunci cînd se cunoaște valoarea factorului de reacție intern, K;

C_{be} — reprezintă **capacitatea de difuzie** a joncțiunii bază-emitor polarizată direct; valoarea ei se poate calcula cu bună aproximație folosind relația (5.14), unde f_T este **frecvența de tranziție,** la care modulul amplificării de curent în conexiunea emitor comun devine egal cu unitatea;

C_{bc} — reprezintă capacitatea de tranziție și o parte din capacitatea de difuzie a joncțiunii colector-bază;

C_{ce} — este cealaltă parte din capacitatea de difuzie a joncțiunii colectorului, care nu a fost înglobată în C_{bc}; această împărțire a capacității de difuzie a colectorului, între C_{bc} și C_{ce}, se datorează faptului că schema echivalentă 5.20-c este o reprezentare a tranzistorului în conexiunea emitor comun.

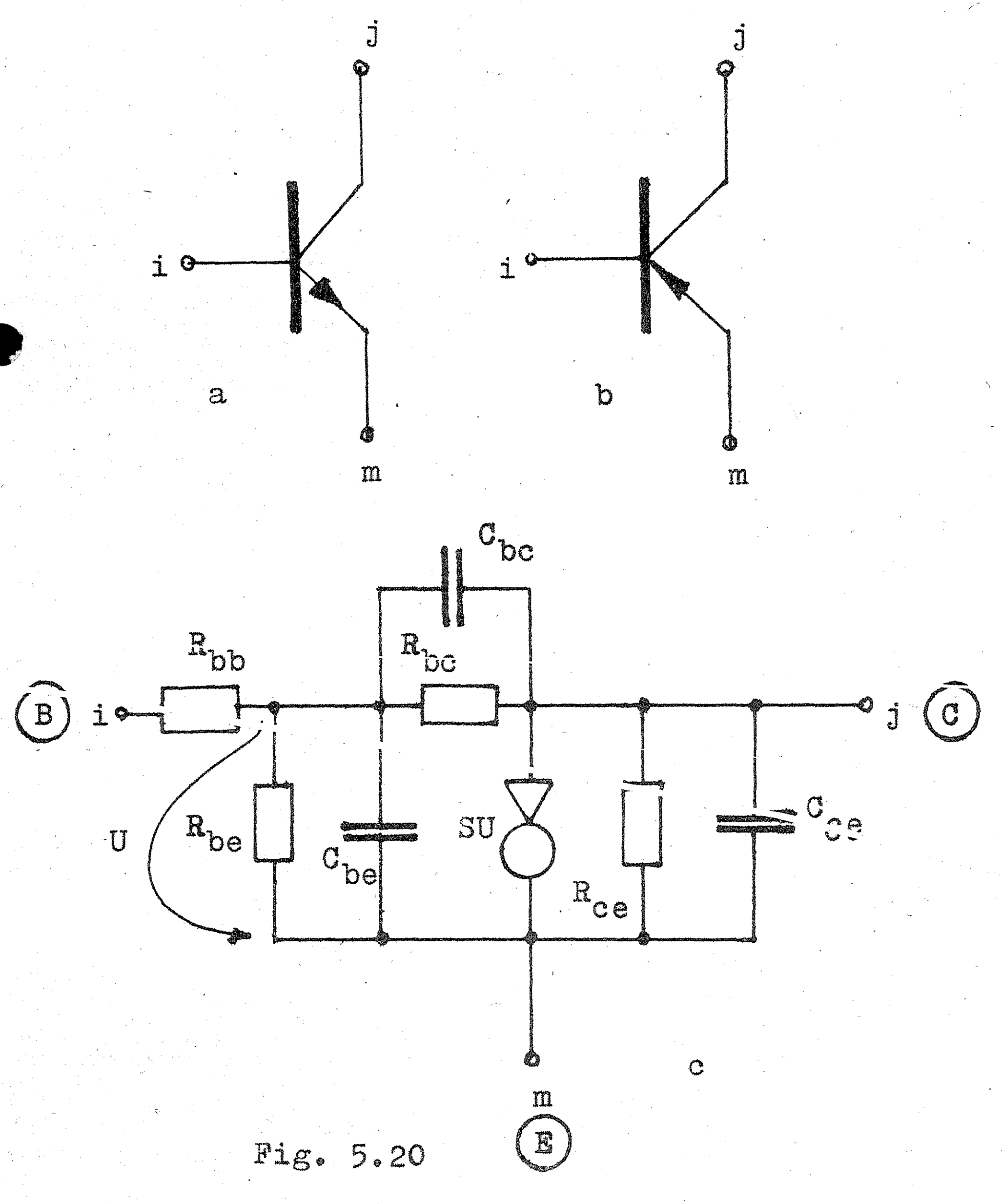


Fig. 5.20

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

CONTINUU-ALTERNATIV

(URMARE DIN NUMĂRUL TRECUT)

2. **Mărimi auxiliare pentru semnalele alternative sinusoidale.**

O primă convenție, sugerată de vizualizarea (chiar măsurarea) semnalelor mici cu ajutorul osciloscopului, este aceea de a defini **valoarea vîrf la vîrf a tensiunii**, U_{vv}, prin dublul amplitudinii,

$$U_{vv} = 2U \quad (7)$$

Deși ne ocupăm aici de semnale sinusoidale, menționăm că această mărime U_{vv} poate fi utilă și în cazul mai general al tensiunilor alternative periodice, cînd „simetria" nu este obligatorie, deci cînd valorile maxime pot fi și ele diferite pe cele două ramuri sau semialternanțe. Fie, de pildă, U^+ valoarea maximă pentru semialternanța pozitivă și U^- valoarea maximă, considerată în modul, pentru semialternanța negativă. În astfel de situații noțiunea de amplitudine nu mai are sens, în schimb putem defini valoarea vîrf la vîrf a tensiunii prin suma:

$$U_{vv} = U^+ + U^- \quad (8)$$

Anticipînd cele ce urmează, mai amintim că în astfel de cazuri poate căpăta sens noțiunea de valoare medie a tensiunii, deoarece ea nu mai este nulă (ca în cazul semialternanțelor simetrice, în particular cele sinusoidale). Lucrurile se petrec ca și cum tensiunea noastră nu ar fi „pur" alternativă, ci ar conține și o anumită componentă continuă (pe care un voltmetru c.c. conectat din greșeală sau chiar voit o și pune, de altfel, în evidență).

O mărime auxiliară mult mai importantă — dar și foarte greu de „introdus" intuitiv — este **valoarea eficace a tensiunii**, U_{ef}. Pentru a înțelege deplin justificarea ei, ar trebui să facem o lungă paranteză referitoare la efectul energetic a curentului electric, iar apoi să comparăm rezultatele obținute pentru cazul tensiunii continue constante și, respectiv, cel al tensiunii alternative sinusoidale.

Vom observa, în primul rînd, că **valoarea instantanee** a tensiunii alternative sinusoidale nu ne servește prea mult la aprecierea efectelor energetice, întrucît ea este variabilă de la un moment la altul, între cele două valori extreme, U și -U. Pe de altă parte, nici **amplitudinea** U nu poate fi introdusă ca atare în relațiile cunoscute ce exprimă energia sau puterea în curent continuu, după cum vă veți convinge analizînd orice exemplu concret. De pildă, dacă avem un consumator rezistiv R, pe care îl alimentăm la borne cu o tensiune constantă U, rezultînd astfel prin el un curent continuu constant cu intensitatea $I = U/R$, știm că energia dezvoltată în el sub formă de căldură (efectul Joule) pe unitatea de timp — adică puterea dezvoltată — are expresiile echivalente:

$$P = UI = RI^2 = U^2/R \quad (9)$$

Concret, să zicem că U = 12 V și R = 24 Ω, deci I = 0,5 A și P = 6 W. Consumatorul R ar putea fi, de pildă, un bec cu incandescență de tip auto.

Ce se va întîmpla dacă vom alimenta acest bec nu de la o sursă de tensiune constantă, ci de la una de tensiune alternativă sinusoidală, care să aibă amplitudinea U = 12 V? Încercați și vă veți convinge că efectul energetic va fi mai slab față de situația precedentă, judecînd fie și numai după intensitatea luminoasă sau/și după încălzirea mai redusă a becului.

Prin exemple de acest fel vă veți convinge, deci, că amplitudinea U a tensiunii alternative sinusoidale nu poate fi „transpusă" ca atare în relațiile (9). Este ca și cum tensiunea noastră sinusoidală, de amplitudine U, ar fi mai „slabă", mai puțin eficientă din punct de vedere energetic decît o tensiune constantă de valoare U. Sau, altfel spus, ea ar putea fi considerată ca echivalentă (din acest punct de vedere) cu o tensiune continuă de valoare mai mică, pe care o vom nota Uef și care se numește, prin definiție, **valoarea eficace** a tensiunii alternative sinusoidale (4).

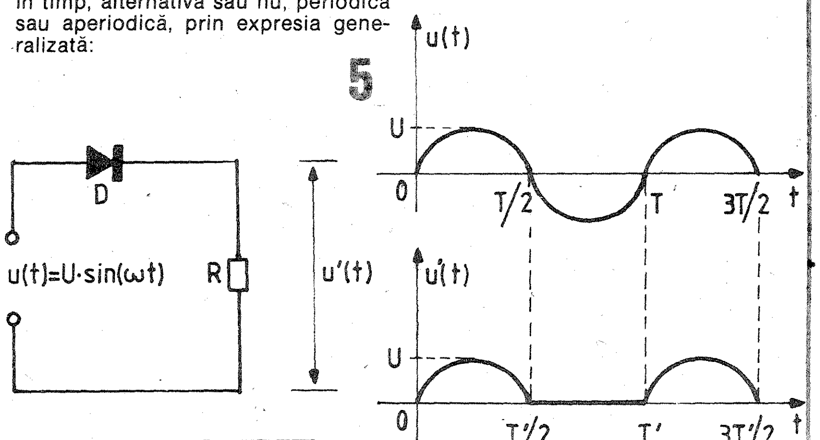
Nu intrăm aici în detalii, doritorii fiind rugați să revadă, de exemplu, articolul „Valoare eficace — valoare medie" din „Tehnium" nr. 3/1982, pag. 4. Menționăm doar că noțiunea de valoare eficace poate fi introdusă pentru orice fel de tensiune variabilă în timp, alternativă sau nu, periodică sau aperiodică, prin expresia generalizată:

$$U_{ef} = \frac{1}{T}\sqrt{\int_0^T u^2(t)\cdot dt}, \quad (10)$$

unde intervalul de timp T este durata totală a semnalului. În cazul particular al tensiunilor variabile periodic, se poate lua T egal cu o perioadă completă, valoarea Uef obținută menținîndu-se constantă pentru oricare altă perioadă. De exemplu, pentru tensiunea alternativă sinusoidală de forma (4) obținem valoarea eficace pentru o perioadă:

$$U_{ef} = U/\sqrt{2} \approx U/1{,}41 \approx 0{,}707\ U. \quad (11)$$

5



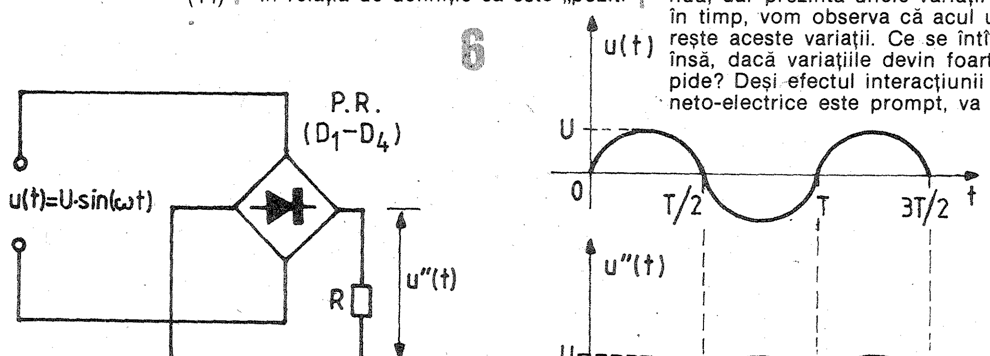
Intervine astfel prima constantă „ciudată" din teoria și practica măsurătorilor „în alternativ": $\sqrt{2}$. Ea face, de pildă, ca relațiile (9) transpuse în alternativ să capete expresiile:

$$P = U_{ef}\cdot I_{ef} = \frac{U}{\sqrt{2}}\cdot\frac{I}{\sqrt{2}} = \frac{UI}{2} = \frac{U^2}{2R} = \ldots = \frac{RI^2}{2}, \quad (12)$$

după cum preferăm să operăm cu amplitudinile U, I sau cu valorile eficace Uef, Ief, ale tensiunii, respectiv ale intensității curentului.

Nu uitați însă! Constanta $\sqrt{2}$ „ține" de forma sinusoidală a semnalului, deci este firesc ca ea să-și piardă semnificația de mai sus în cazul unor semnale periodice cu altă formă de undă. În schimb, este de așteptat ca ea să se păstreze și pentru tensiunea obținută din cea sinusoidală prin redresare bialternanță „perfectă" (polaritatea semialternanțelor nu are importanță pentru calculul valorii eficace, observînd că în relația de definiție ea este „pozitivată" automat prin ridicarea la pătrat a expresiei valorii instantanee).

6



Revenind la exemplul de mai sus, cu R = 24 Ω și tensiunea alternativă sinusoidală de amplitudine U = 12 V, deducem: $U_{ef} \approx 0{,}707 \cdot 12\ V \approx 8{,}5\ V$. Consumatorul R va dezvolta putere ca și cum ar fi alimentat la o tensiune continuă constantă de cca 8,5 V. Invers gîndind, pentru ca el să dezvolte puterea nominală P = 6 W, ar trebui să-l alimentăm la o tensiune alternativă sinusoidală cu valoarea eficace de 12 V, deci cu amplitudinea U ≈ 17 V! Comparați și... rețineți!

3. **Redresarea tensiunii alternative**

Știm deja să caracterizăm o tensiune alternativă sinusoidală prin valorile instantanee, de vîrf (amplitudine), vîrf la vîrf și eficace — plus frecvența (perioada), de care nu ne ocupăm aici. Dintre acestea, măsurătorile uzuale vizează îndeosebi valoarea eficace, tocmai din considerentele arătate în paragraful precedent.

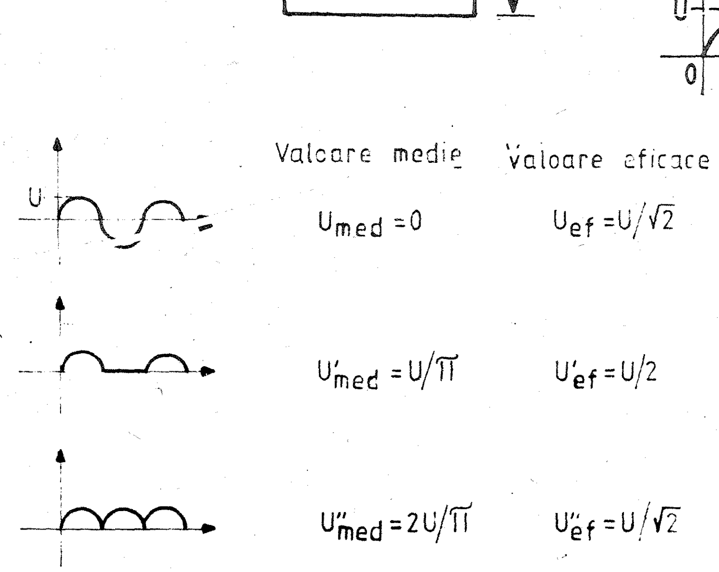
AVO-metrele obișnuite sînt echipate însă cu instrumente indicatoare de curent continuu, pe care rezistențe adiționale, respectiv șunturi adecvate le transformă ușor în voltmetre, respectiv ampermetre, tot de curent continuu, firește. Principiul de măsurare al unui astfel de instrument are la bază **deviația unghiulară** a acului mobil, solidar cu bobina, ca urmare a interacțiunii dintre un cîmp magnetic și curentul foarte slab ce străbate bobina mobilă. Această deviație este satisfăcător de liniară în raport cu intensitatea curentului, motiv pentru care scala se poate diviza și grada liniar. Poziția de echilibru sau zero (deviație nulă, respectiv curent nul prin bobina mobilă) poate fi amplasată arbitrar la una din extremitățile scalei — uzual cea din stînga — dar uneori și central sau voit excentric, în vecinătatea uneia dintre extremități, pentru scopuri speciale.

Să presupunem că avem un voltmetru c.c. realizat cu un astfel de instrument magneto-electric. Dacă îi aplicăm la borne o tensiune continuă constantă, situată în plaja de măsurare și respectînd polaritatea, deviația acului va fi și ea constantă. Dacă tensiunea aplicată este continuă, dar prezintă unele variații lente în timp, vom observa că acul urmărește aceste variații. Ce se întîmplă însă, dacă variațiile devin foarte rapide? Deși efectul interacțiunii magneto-electrice este prompt, va interveni **inerția mecanică** a sistemului mobil (bobină plus ac), care nu va mai permite urmărirea întocmai a variațiilor de tensiune/curent, ci va obliga sistemul la o **mediere** a deviației.

Delimitarea între cele două moduri de indicare nu este bruscă, tranșantă. Ea depinde esențial de construcția instrumentului, care impune o anumită **constantă proprie de timp** pentru sistemul mobil. Oricum, peste o anumită viteză, rată, frecvență a variațiilor, indicația va fi obligatoriu prin mediere mecanică.

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

7



TEMPORIZARE

Propun constructorilor începători două montaje simple de temporizare (oprire temporizată și respectiv, pornire întîrziată) care au la bază aceeași schemă, în principiu, cu mici modificări în funcție de varianta aleasă.

Consumatorul, a cărui funcționare dorim să o temporizăm, se alimentează de la sursa lui specifică prin intermediul contactelor de lucru ale unui releu. Acest circuit nu a fost figurat în schemele alăturate. De pildă, consumatorul poate fi un bec sau un aparat ce se alimentează de la rețea, un circuit de iluminare sau de avertizare alimentat de la acumulatorul mașinii etc.

La rîndul său, releul este acționat, prin intermediul unui tranzistor cu rol de amplificare, de către circuitul propriu-zis de temporizare, ce are la bază un comparator de tensiune realizat cu amplificatorul operațional ßA741. Aici apar diferențele între cele două variante, după cum se observă din figurile 1 și 2.

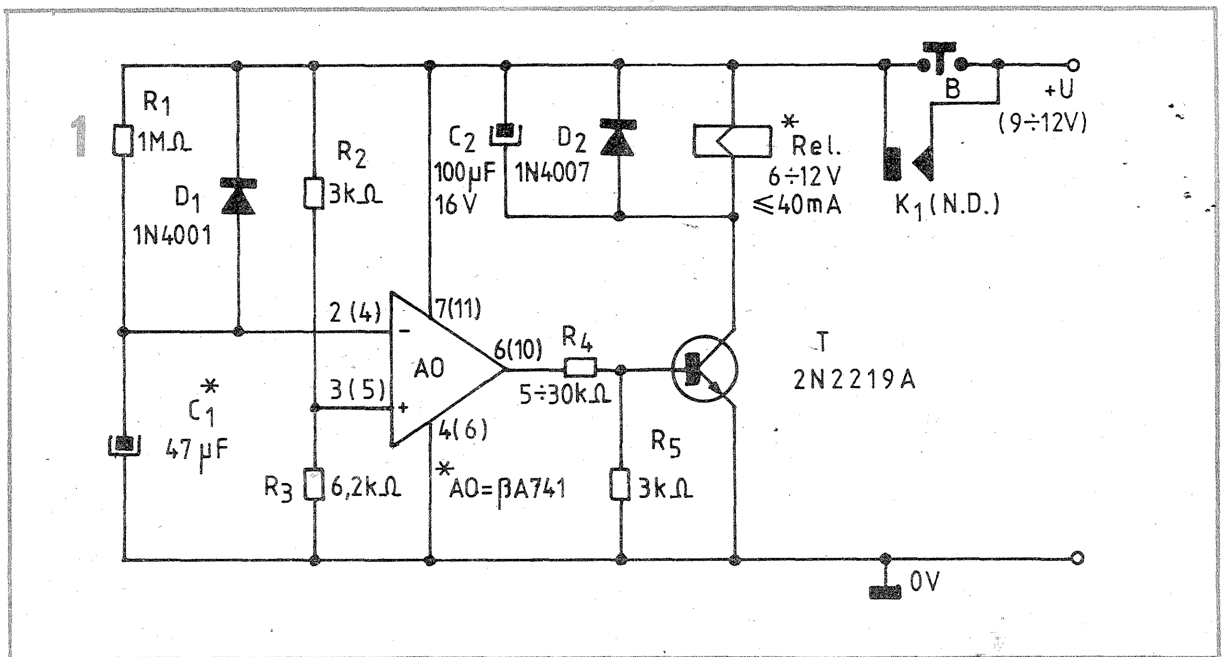
Astfel, pentru a realiza **oprirea temporizată** (fig. 1), montajul se alimentează inițial prin apăsarea scurtă a butonului cu revenire B. Intrarea neinversoare (+) a operaționalului este astfel adusă la un potențial pozitiv u(+), dat de relația

$$u(+) = \frac{R_3}{R_2 + R_3} \cdot U,$$

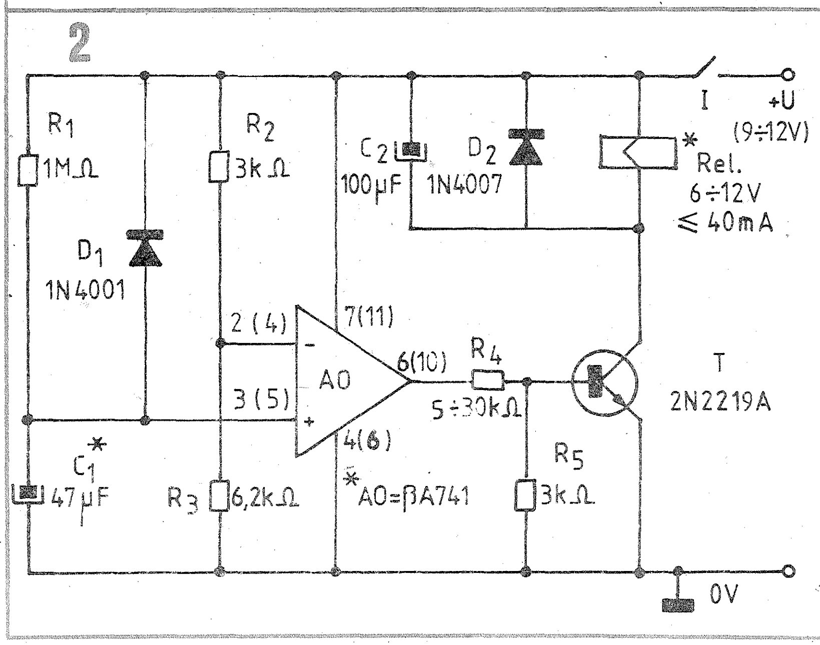
pe cîtă vreme intrarea inversoare (—) este pusă practic la masă, condensatorul C1 fiind inițial descărcat. Prin urmare, operaționalul intră imediat în saturație, tensiunea la ieșirea lui devenind maximă (apropiată de U), ceea ce duce la saturarea tranzistorului și implicit la anclanșarea releului. Contactele K1 (normal deschise) ale releului se închid, astfel că la eliberarea butonului B, circuitul rămîne autoalimentat prin ele. Odată cu stabilirea alimentării, însă, condensatorul C1 începe să se încarce prin rezistența R1, după legea exponențială cunoscută. Potențialul intrării inversoare, u(—), crește astfel — încet dar sigur — pînă în momentul în care îl depășește cu foarte puțin pe cel al intrării neinversoare. După cum se știe, în acest moment operaționalul-comparator comută în starea „jos", cu tensiunea de ieșire minimă (dar nu nulă). În consecință, tranzistorul T se blochează, releul revine în repaus, contactele sale K1 se deschid și astfel alimentarea montajului este întreruptă. Condensatorul C1 se descarcă rapid prin dioda D1, pregătindu-se pentru un nou ciclu.

Intervalul de temporizare este dictat de constanta de timp R1·C1, dar depinde esențial și de raportul rezistențelor R2 și R3. Pentru R1 = 1 MΩ și C1 între 10 μF și 100 μF se obțin durate maxime de ordinul zecilor sau al sutelor de secunde.

1



2



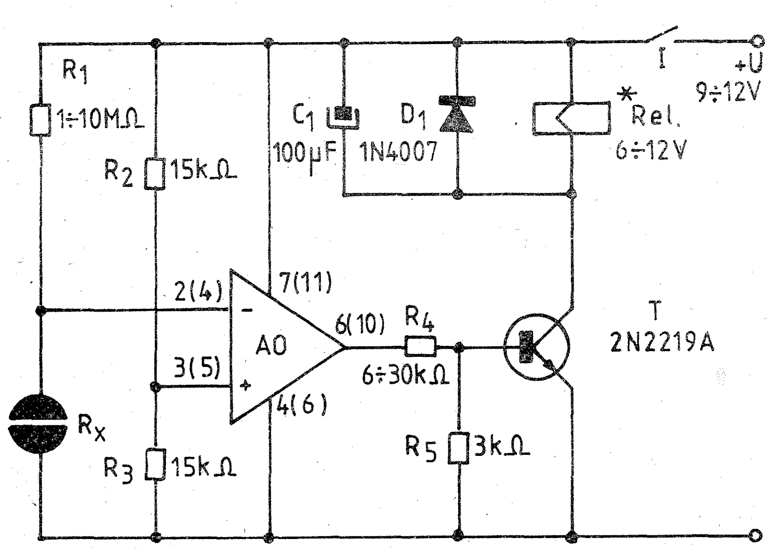
Numerotarea pinilor A.O. corespunde capsulelor cu 2 x 4 terminale sau circulare, iar în paranteze au fost date corespondențele pentru capsule cu 2 x 7 pini.

Cealaltă variantă, de **pornire întîrziată** (fig. 2) are inversate conexiunile intrărilor A.O., respectiv potențialul fix dat de divizorul R2—R3 este aplicat intrării inversoare, iar celula R1—C1 este conectată la intrarea neinversoare. Prin urmare, la stabilirea alimentării din întrerupătorul I, operaționalul rămîne în continuare blocat pînă la epuizarea ciclului de încărcare a lui C1, cînd va bascula în starea de saturație, aducînd în conducție tranzistorul și, implicit, anclanșînd releul.

Experimentarea acestor montaje nu pune probleme deosebite. Releul se alege în funcție de tensiunea de alimentare dorită, dar și în concordanță cu cerințele impuse de circuitul consumatorului (natura contactelor de lucru). Valoarea rezistenței R4 se tatonează experimental pentru anclanșarea fermă a releului, iar cea a lui R5 pentru blocarea completă a tranzistorului atunci cînd operaționalul comută în starea „jos". Se știe că pentru operaționalele gen 741, tensiunea de ieșire în această situație este semnificativ nenulă (de ordinul a 1,4 V), chiar mult peste pragul necesar aducerii în conducție a unui tranzistor cu siliciu. Tocmai aceasta este rațiunea introducerii lui R5, care formează cu R4 un divizor adecvat de tensiune.

Ar mai merita, poate, să ne referim și la dimensionarea divizorului R2—R3. Pentru obținerea unor intervale de temporizare cît mai mari, cu o pereche dată de valori R1—C1, am fi tentați să luăm un raport R3/R2 cît mai mare, adică să „forțăm" încărcarea condensatorului cît mai „sus", pînă în vecinătatea tensiunii de alimentare U. Aceasta poate însă crea probleme serioase de instabilitate, sensibilitate inacceptabilă la paraziți electrici, basculare prea lentă a operaționalului. În plus, ar mai fi obligatorie sortarea condensatorului C1 pentru curent de pierderi foarte mic.

Pagini realizate de fiz. ALEX. MĂRCULESCU



AVERTIZOR DE UMIDITATE

Pentru că tot am reamintit în articolul alăturat utilizarea operaționalelor pe post de comparatoare, propun celor interesați o altă aplicație înrudită, anume un **avertizator de umiditate.**

Schema nu mai necesită astfel comentarii, observînd că se înlocuiește doar condensatorul C1 (din montajele de temporizare) printr-un traductor Rx sensibil la umiditate. În funcție de necesități, dar și de imaginația constructorului, se pot realiza traductoare care să fie sensibile la apă sub formă lichidă sau sub formă de vapori. Oricum, rezistența traductorului trebuie să fie foarte mare, practic infinită, în absența umidității și să scadă cel puțin la ordinul megaohmilor sau al sutelor de kiloohmi în prezența umidității. Pragul de comutație poate fi ajustat prin alegerea lui R1 și prin dimensionarea raportului R2/R3.

Nu a fost figurat circuitul avertizorului propriu-zis (sonor sau luminos), care va fi alimentat prin intermediul unor contacte de lucru ale releului.

Pagini realizate în colaborare
cu MINISTERUL TINERETULUI și SPORTULUI

REPETOARE pentru RADIOAMATORI

Ing. VASILE CIOBĂNIȚĂ, YO3APG

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

Funcție de fecvența pe care lucrează receptorul de pe satelit, adică frecvența de emisie a stației de la sol (up-link), și de frecvența de emisie a satelitului (frecvența receptorului de la sol, denumită și „down-link), astăzi sînt folosite mai multe moduri de funcționare, codificate după cum urmează:

Mod de funcționare	up-link	down-link
A	145 MHz	29 MHz
B	435 MHz	145 MHz
J	145 MHz	435 MHz
JA	145 MHz	435 MHz
JD	145 MHz	435 MHz
JL	1,2 GHz și 145 MHz	435 MHz
K	21 MHz	29 MHz
KA	21 și 145 MHz	29 MHz
KT	21 MHz	29 și 145 MHz
L	1,2 GHz	435 MHz
S	1,2 GHz	2,4 GHz
T	21 MHz	145 MHz

Observații.

a — Cifrele indică doar benzile de lucru și nu valorile exacte ale frecvențelor.

b — Notațiile JA și JD se referă la modul J, pentru transmisii analogice, respectiv digitale.

c — În cazul transponderelor realizate de radioamatorii germani, modul B este cel mai adesea denumit „modul U".

d — În prezent, cele mai utilizate sînt modurile: A, B, JA, JD, și JL. De exemplu, sateliții din seria RS lucrează în modul A, în timp ce OSCAR 13 își schimbă (după programe bine stabilite) modurile de funcționare, lucrînd pe rînd în: B, JA, JD și JL.

Revenind la repetoarele vocale, avînd frecvențele de emisie și recepție în aceeași bandă de radioamatori, trebuie arătat că atît diferența de frecvență cît și valorile concrete ale frecvențelor de lucru, sînt bine stabilite și standardizate. Astfel, funcție de banda de lucru, offset-ul sau diferența de frecvență are următoarele valori:

AMPLIFICATOR RF

Ing. SERGIU FLORICĂ, YO3SF

(URMARE ÎN NR. TRECUT)

Microampermetrul se va grada la capăt de scală pentru un curent echivalent de 200 mA. În regim normal de lucru consumul anodic este I_a = 80÷100 mA, iar curentul de repaus I_0 este de aproximativ 20 mA. Șasiul aparatului are dimensiunile 250 mm x 260 mm x 70 mm (figura 8), iar carcasa se execută din tablă TDA ≠ 1 mm, prevăzută cu găuri de aerisire (figura 9).

Punere în funcțiune.

Se verifică tensiunile furnizate de blocul redresor fără a fi introdus tubul final. Cu comutatorul I2 în poziția QRP se reglează tensiunea de negativare la −15 V. Simulînd un contact pe borna de comandă PTT sau VOX a transceiverului, verificăm dacă releele sînt atrase și dacă execută comutările respective (prin comutatorul K'-K). Cu tubul introdus în soclu se aplică un semnal de radiofrecvență de la transceiver, reglîndu-se circuitele de intrare și filtrul π de ieșire ale etajului final pentru obținerea unui semnal maxim spre antenă (reamintim valoarea curentului de repaus I_0 = 20 mA). În timpul acestor reglaje comutatorul I3 va fi pe poziția PWR, verificîndu-se apoi curentul anodic I_a. Puterea relativă de radiofrecvență este indicată de microampermetru prin comutatorul I3 în poziția PWR, iar curentul anodic prin intermediul aceluiași comutator în poziția I_A.

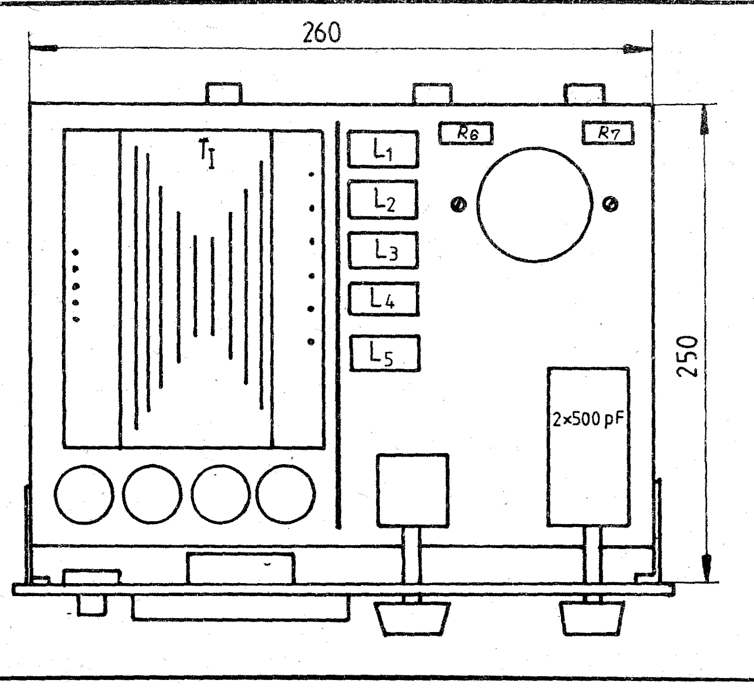
Tabelul 1

Bobina	Frecvența de acord (MHz)	Inductanța (μH)	Diametrul carcasei (mm)	Număr de spire	Diametrul sîrmei (mm)	Lungime de bobinaj (mm)	C1÷C3 (pF)
L1	3,5	7	9	36	0,4	15	360
L2	7	4	9	22	0,45	10	150
L3	14	1,6	9	14	0,7	10	95
L4	21	1	9	11	0,9	10	—
L5	28	0,6	9	8	1,2	10	—

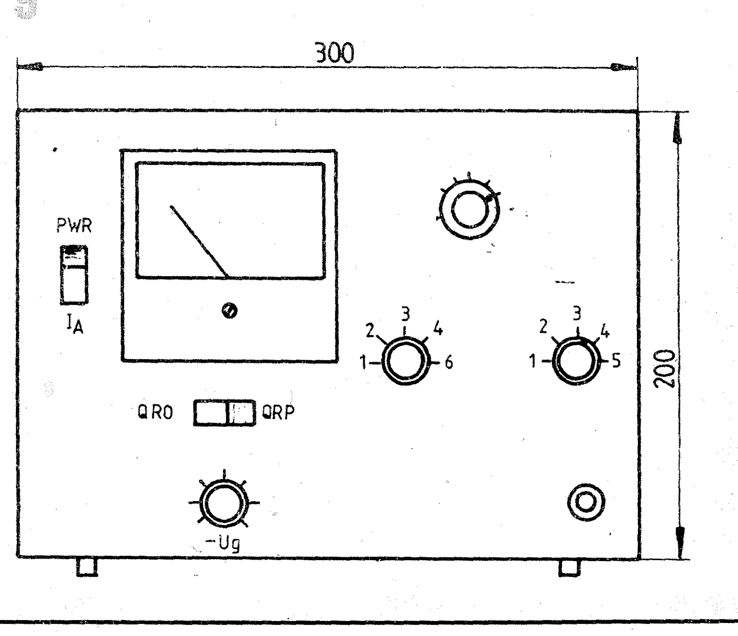
Tabelul 2

	Tensiune (V)	Curent (A)	Număr de spire	Diametrul sîrmei (mm)
Primar	220	1,4	480	0,9
Secundar	6,3	4	14	1,6
	450	0,6	965	0,55
	17	0,2	38	0,35
	23	1	21	0,8

8



9



Banda (MHz)	Diferență de frecvență (MHz)
29	0,1
50	1
145	0,6
220	1,6
435	1,6 sau 5
902	13
1 296	12

Se observă că raportul dintre diferența de frecvență și frecvența nominală de lucru are valori deosebit de reduse. De exemplu, în 145 MHz acest raport este 0,0041.

Aceasta este o particularitate a repetoarelor utilizate de radioamatori, dar care conduce la multe complicații legate de dificultatea obținerii unei separări (izolări) suficiente între receptor și emițător.

Concret, frecvența pe care se emite fiind apropiată de frecvența de recepție, apar fenomene de intermodulație și de scădere a sensibilității receptorului. În principiu, frecvențele de emisie și recepție fiind diferite, dar apropiate, se poate utiliza la repetor o singură antenă. Conectarea acesteia la receptor și emițător este permanentă și se realizează prin intermediul unor filtre separatoare, denumite „duplexoare" sau „diplexere".

Rolul acestora este destul de dificil, iar realizarea lor practică necesită multiple operații tehnologice și au preț de cost ridicat. Aici frecvențele fiind ridicate, sînt necesare caracteristici de frecvență cu fronturi abrupte.

Se recomandă ca repetoarele să-și transmită periodic indicativul în A1A, adică în telegrafie Morse.

La propunerea Federației Române de Radioamatorism, Inspectoratul General al Radiocomunicațiilor a acceptat ca în țara noastră indicativele de apel a repetoarelor, retranslatoarelor, digipeaterelor și balizelor să fie formate din prefixul YO (România), o cifră indicînd zona de amplasament și un sufix constituit dintr-o singură literă (A—Z).

În ceea ce privește frecvența concretă de lucru, s-a stabilit de către Uniunea Internațională de Radioamatori (IARU) o serie de valori și codificări precise. Se lucrează pe canale fixe, ecartul dintre acestea fiind bine precizat.

De exemplu, în banda cea mai folosită la noi și anume banda de 144—146 MHz, cunoscută și sub numele de „banda de 2 metri", aceste notații și frecvențe sînt:

Denumire canal	Frecvența f1	Frecvența f2
RØ	145,000 MHz	145,600 MHz
R 1	145,025 MHz	145,625 MHz
R 2	145,050 MHz	145,650 MHz
R 3	145,075 MHz	145,675 MHz
.....	.....	.....
R 8	145,200 MHz	145,800 MHz

Observații.

a — Sînt opt canale cu ecart de 25 kHz.

b — Canalul R 8 se utilizează mai puțin, fiind apropiat de frecvențele de lucru ale stațiilor de pe sateliți.

c — Ecartul de 25 kHz a fost determinat de mărimea deviației de frecvență (5 kHz) folosită. Pentru a mări numărul de repetoare ce se pot instala, ținînd cont și de faptul că amplasarea se face în zone geografice diferite, în practică se utilizează un ecart de numai 12,5 kHz. În acest caz, codificarea canalelor se face adăugînd după cifră litera X. Astfel R 1X va desemna frecvențele: 145,0375 și 145,6375 MHz etc.

d — Uzual, frecvența mai redusă este folosită de receptorul repetorului (frecvență pentru emițătorul stațiilor utilizatoare), dar sînt și cazuri cînd se lucrează invers. În primul caz (referindu-ne la utilizator) se spune că se lucrează cu „offset pozitiv" (frecvență de recepție mai mare) în timp ce pentru cazul invers, vorbim de „offset negativ".

e — La noi în țară se lucrează cu „offset pozitiv" și în prezent sînt instalate și funcționează trei repetoare. Primul (YO9C) a fost realizat prin strădaniile unor radioamatori prahoveni și bucureșteni și a fost instalat în munții Bucegi, la începutul verii anului 1990. YO9C lucrează pe canalul R Ø. Celelalte au indicativele: YO3D și YO6A, lucrează deocamdată pe canalul R 1 și sînt instalate în București, respectiv în munții Harghita.

f — În prezent se depun eforturi pentru realizarea de filtre duplexoare și instalarea unor noi repetoare în Ceahlău, Paring, Cozia, Tg. Mureș, Satu Mare, Cluj, Arad și Călărași.

g — Radioamatorii YO pot utiliza însă și repetoarele montate în munții Balcani (canalele R 2 și R 3), precum și cele din Iugoslavia și Ungaria. Dintre acestea menționăm repetoarele iugoslave de pe canalele R 3, R 4 și R 5. Primul montat în munții Tupiznica se poate deschide și din Cozia. Repetoarele ungurești, formînd o rețea bine organizată, își transmit la fiecare accesare indicativele și QTH-locatorul. Adesea au și relee de timp care te anunță cînd stai prea mult pe emisie. Dintre cele mai ușor de utilizat de stațiile YO din vestul țării menționez: HGØRVA (RØ — KN 07 TM); HG8RVC (R2x — KN06BG); HG8RVD (R3x — JG66c) și HG3RVC (R7 — JN96JO).

În numărul precedent al revistei prezentam facilitățile oferite de repetoare în stabilirea unor QSO-uri și cîteva date tehnice pentru banda de 2 m.

Repetoarele din benzile superioare alocate radioamatorilor prezintă și mai mult interes în exploatare și merită să facem cîteva precizări.

a) În banda de 431 MHz, în mod curent, se utilizează 16 canale de bază notate: RUØ ÷RU15 avînd următoarele frecvențe de lucru:

	F_{in} (MHz)	F_{out} (MHz)
RU Ø	433,000	434,600
RU 1	433,025	434,625
RU 14	433,350	434,950
RU 15	433,375	434,975

b) În banda de 1 296 MHz se întîlnesc 20 de canale de bază și anume:

	F_{in} (MHz)	F_{out} (MHz)
RM Ø	1 291,000	1 297,000
RM 1	1 291,025	1 297,021
RM19	1 291,475	1 267,475

Observații. Acestea sînt frecvențele recomandate de IARU (International Amateur Radio Union) din regiunea I unde offsetul este de 1,6, respectiv 6 MHz, dar după cum s-a arătat și în prima parte a articolului în diverse țări se utilizează și alte valori pentru frecvențele canalelor, cît și pentru diferențele frecvențelor de emisie și recepție.

Astfel, în banda de 432 MHz se poate lucra și cu offset de 5 sau 7,6 MHz (simplificînd filtrele duplexoare) întrucît în multe țări (inclusiv România) această bandă alocată radioamatorilor are limitele 430÷440 MHz.

În banda de 1 296 MHz se lucrează și cu diferențe de frecvențe între emisie și recepție de 12 și de 35 MHz. Uzual se lucrează și în aceste benzi tot cu modulație de frecvență (F3E), cu deviație redusă (mai mică de 5—6 kHz). Distanța dintre canale este tot 25 kHz, dar în caz de necesitate se pot intercala canale suplimentare, marcate (ca și în cazul repetoarelor din banda de 2 m) cu litera X, rezultînd astfel: RU Ø X; RU 1X... RM ØX... etc. În acest ultim caz ecartul dintre canale este, evident, 12,5 kHz.

Pentru trafic în Packet Radio, deci și pentru digipeatere, frecvențele la emisie și recepție sînt egale și au valorile:

PR_1 = 144,675 MHz,
PR_2 = 432,675 MHz,
PR_3 = 144,675/432,675 MHz.

Pentru repetoarele destinate semnalelor RTTY (Radio Teletype) întîlnim următoarele valori standardizate:

	F_{in}	F_{out}
RT_-	144,6375 MHz	145,7375 MHz
RT	144,640	145,7625
RT_+	144,6425	145,7875

Trebuie arătat că emisiunile RTTY și Packet Radio se pot transmite, în principiu, și prin repetoarele vocale lucrînd, evident, în regim simplex.

Singura condiție care se pune este ca valorile frecvențelor asociate celor două stări din informația binară să poată trece fără distorsiuni prin canalul de JF (demodulare-modulare) din repetorul vocal. Invers acest lucru nu este posibil, întrucît informațiile vocale sînt dificil de stocat.

În ultimii ani repetoarele destinate semnalelor numerice conțin pe lîngă receptor, emițător, circuite de comandă, interfață și memorie și cîte un calculator, ceea ce le mărește considerabil posibilitățile.

Astăzi în lume există peste 50 de mii de repetoare, din care peste 20 de mii funcționează în S.U.A. La noi, Federația Română de Radioamatorism desfășoară un program complex de confecționare și instalare de repetoare în gama de 145 MHz, cît și în 432 MHz. Autorizarea acestora se face de către Inspectoratul General de Radiocomunicații cu consultarea FRR, funcționînd ca anexe ale unor stații colective. În prezent funcționează cu bune rezultate YO9C pe canalul R Ø, YO6A — R 1 și YO3D — R 1.

Traficul radio pe repetoare este asemănător traficului radio obișnuit, dar are și o serie de particularități. În primul rînd, QSO-urile efectuate cu ajutorul repetoarelor nu sînt recunoscute ca performanță de distanță. Controlul, de obicei, este format dintr-o singură cifră, avînd valori cuprinse între 1 și 5, cifră ce reprezintă global inteligibilitatea și intensitatea semnalului. Se pot schimba și QSL-uri, dar valoarea acestora este limitată.

Avantajul repetoarelor constă în faptul că toate stațiile se află pe aceeași frecvență și un apel odată lansat este recepționat imediat de toți participanții la trafic. Aceasta face ca rețeaua de repetoare să fie deosebit de utilă în cazuri de urgență cînd este necesară transmiterea de mesaje despre calamități naturale, situații deosebite, incendii, accidente, inundații, cutremure etc. Se pot transmite, de asemenea eficient, informații de interes general, QTC-uri locale, buletine scurte de știri ale FRR, informații despre deschideri de propagare, apariția stratului E sporadic (E_s), a aurorelor boreale sau a deschiderilor TROPO.

Un alt avantaj major al repertoarelor constă în posibilitatea lucrului cu stațiile mobile ce operează cu puteri reduse și antene simple, verticale. De fapt antenele acestora au și determinat utilizarea, în general, a polarizării verticale la repetoare.

La noi, numărul de repetoare aflate în funcțiune fiind redus, utilizarea lor este în acest moment oarecum diferită. Repetoarele noastre servesc și pentru QSO-uri între stațiile aflate în zone depărtate și oarecum izolate. De exemplu, repetorul YO9C amplasat în Bucegi permite QSO-uri între stațiile din Buzău, Brăila, Constanța, Călărași, Tr. Măgurele, județul Vîlcea, București, Tîrgoviște, județul Prahova etc. La fel, repetorul YO6A din munții Harghita este acționat de stații din Mediaș, Brașov, Tg. Mureș, Cluj și Miercurea Ciuc.

Raza de acțiune a unui repetor este dictată de puterea efectiv radiată (ERP), sensibilitatea receptorului, eficacitatea filtrelor duplexoare și locul de amplasare. Ideal ar fi ca repetoarele să aibă o putere relativ redusă, o sensibilitate ridicată și o rază de utilizare restrînsă.

Pentru a servi scopurilor pentru care sînt destinate, prin repetoare traficul radio trebuie să fie scurt și concis. Cînd există repetoare cu rază de acțiune locală (cum este de exemplu, YO3D din București) acestea vor fi folosite în toate QSO-urile stațiilor din zona respectivă, adică stațiile YO3 nu vor bloca cu discuții de interes restrîns repetorul din Bucegi.

Apelurile pe repetor trebuie să servească, în principal, inițierii QSO-urilor. Acestea vor trebui continuate, cînd este posibil, pe frecvențe diferite prin legături normale.

O altă particularitate constă în faptul că este recomandat ca la fiecare acționare să se aștepte cîteva secunde pînă ce repetorul revine în starea de așteptare (trece pe recepție), întrucît, în caz contrar, menținerea continuă pe emisie poate duce la blocarea sau chiar distrugerea emițătorului.

În timpul funcționării repetoarele își transmit periodic, în cod Morse, indicativele de identificare și uneori chiar QTH-locatorul.

Numărul utilizatorilor de repetoare în YO a crescut în ultima vreme prin punerea în funcțiune de către radioamatori a radiotelefoanelor ce lucrau în banda a IV-a și care au fost casate și scoase la licitație de CFR sau diferite alte instituții.

Pe plan mondial se utilizează frecvent circuite de apel selectiv, circuite de avertizare a depășirii unei anumite perioade de lucru, circuite complexe de telecomandă. Destul de răspîndită este acționarea repetoarelor printr-un semnal avînd frecvența de 1,74 kHz și o durată de cel puțin 0,5 secunde. După recepționarea acestui semnal repetorul trece pe emisie și transmite indicativul sau, simplu, literele K sau T. Comenzile de la distanță ale repetoarelor devin tot mai complexe și nu se mai limitează doar la detectarea prezenței unui semnal util. În aceste cazuri se utilizează așa-numitul sistem DTMF (Dual Tone Multy Frequency) sistem în care combinații diferite de frecvențe asigură 16 comenzi diferite. Sistemul este clasic și este utilizat curent în telefonie.

Combinațiile de frecvențe sînt:

F_1 (Hz)	1 209	1 336	1 477	1 633
F_2 (Hz)				
697	1	2	3	A
770	4	5	6	B
852	7	8	9	C
941	*	Ø	#	D

În numărul viitor vom prezenta schemele electrice ale unor blocuri utilizate în repetoare, precum și schemele unor stații de emisie-recepție destinate acestui gen de trafic.

CONTINUARE ÎN NR. VIITOR

PREAMPLIFICATOR-CORECTOR COMANDAT ÎN TENSIUNE

ALEXANDRU ZANCA

În cadrul lanțului audio, preamplificatorul-corector este unul din blocurile cele mai sensibile la perturbații (zgomote), aceasta deoarece semnalele pe care acesta le prelucrează au niveluri comparabile cu cele ale perturbațiilor ce pot intra în lanțul de amplificare, fie pe calea comutatoarelor de la intrare și/sau buclele de reacție necesare realizării diferitelor corecții în frecvență/amplificare, fie prin potențiometrele de reglaj al volumului, balansului și tonului. Potențiometrele pentru controlul volumului — fiind mai mult utilizate — se uzează primele, producînd la manevrare zgomote supărătoare, neplăceri de care nu sîntem scutiți nici în cazul potențiometrelor de control al balansului și tonului.

Neplăcerile nu se reduc numai la atît. În cazul potențiometrelor cuplate (amplificatoare stereo sau cuadro), apar probleme legate de coincidența (egalitatea) valorilor rezistenței și a erorii de simultaneitate a variației acesteia cu unghiul de rotire, de gabarit și nu în ultimul rînd de cost.

O altă problemă supărătoare constă în aceea că niciodată locul de audiție optim nu corespunde cu locul de amplasare a rakului audio. Pentru a evita „plimbările" între comenzile de reglare a volumului/tonului și locul de audiție, se impune realizarea unei telecomenzi pentru aceste funcții. Folosirea cablurilor ecranate lungi duce la apariția decalajelor de fază, a paraziților și a cuplajelor parazite, transfer slab pentru semnale cu frecvența ridicată, deci într-un cuvînt, alterarea calității semnalului audio.

Specialiștii firmei Philips au gîndit, proiectat și realizat o pereche de circuite integrate specializate care rezolvă problemele mai sus menționate, și anume amplificatoarele reglabile comandate în tensiune TCA730 și TCA740, la care reglajele se realizează prin comanda în tensiune a amplificării, deci controlul volumului, balansului și tonului se vor realiza cu potențiometre simple, cablurile putînd fi suficient de lungi pentru telecomandă și nu trebuie să fie ecranate.

La baza funcționării acestor circuite stă un multiamplificator cu transconductanță cu etaje diferențiale multiple, cunoscut sub numele de celula Gilbert, a cărui schemă simplificată este arătată în figura 1.

Quartetul realizat cu tranzistoarele T1—T2—T4—T5, în urma legării încrucișate a colectoarelor, se comportă astfel: în timp ce curenții generatoarelor de curent, realizate cu grupul T3—R3 și T6—R4—R7, sînt constanți, curenții ce circulă prin una sau cealaltă din ramurile comune ale colectoarelor tranzistoarelor T1—T4, T2—T5 (R1 sau R2) pot fi diferiți. Se observă că dacă între bazele comune ale cuartetului (adică între cele două intrări) se conectează o tensiune continuă de comandă, curentul variabil va influența amplificarea în tensiune a circuitului și acesta într-un spectru foarte larg.

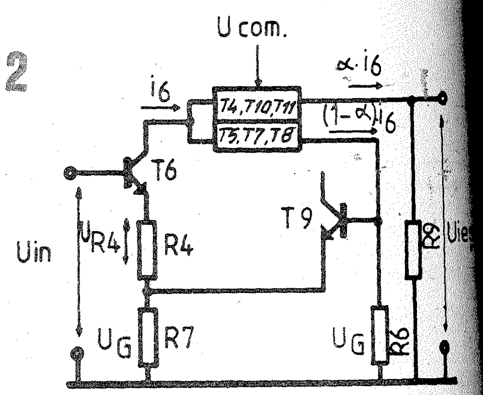
Din modul de conectare a celulei T1—T6 se constată că generatoarele de curent, prin rezistențele din emitoare, sînt puternic liniarizate și în același timp există și posibilitatea comandării externe a tranzistorului T6. Deci, baza generatorului de curent T6 constituie intrarea sistemului de amplificare de audiofrecvență, semnalul amplificat apărînd pe cele două rezistențe de sarcină ale cuartetului. Valoarea amplificării va fi modificată direct, pe calea modificării comandate a divizării curentului cuartetului, cu ajutorul unei tensiuni de comandă continue. Urmărind schema simplificată a celulei din figura 2, putem calcula amplificarea în tensiune pentru acest tip de schemă. Considerînd coeficientul de divizare a curenților comandat de tensiunea externă ca fiind α, tensiunea pe rezistența R9 este dată de produsul α.i6.R9, iar semnalul produs pe R6 va fi dat de produsul $(1-\alpha)$.i6.R6. Dacă vom considera că pe rezistența R4 cade o tensiune i6.R4, amplificarea în tensiune a circuitului se poate calcula — prin simplificare cu i6 — din raportul:

$$G_V = \frac{U_{ieş}}{U_{in}} = \frac{U_{ieş}}{U_G + U_{R4}} = \frac{\alpha \cdot R_9}{(1-\alpha)\cdot R_6 + R_4}$$

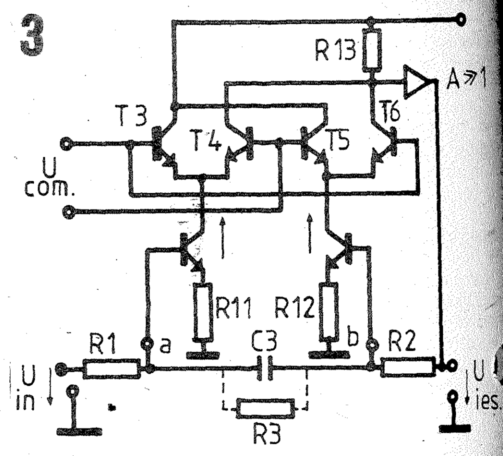
Coeficientul de divizare a curentului se poate regla foarte eficient chiar cu o tensiune mică, astfel, variind tensiunea de comandă în limitele +120 mV...—300 mV, se obține o amplificare ce acoperă domeniul +10 dB...—80 dB.

De pe rezistențele de sarcină R1 și R2, semnalele vor fi preluate de două amplificatoare Darlington și anume, de pe rezistența R1 (T1—T4), semnalul este preluat de amplificatorul realizat cu „darlingtonul" T10—T11, ajungînd prin repetorul pe emitor T12 la ieșire, iar de pe rezistența R2, prin „darlingtonul" T7—T8, semnalul ajunge pe repetorul pe emitor T9, realizînd o reacție negativă ce va duce la îmbunătățirea liniarității amplificatorului, deoarece o celulă de tip Gilbert are

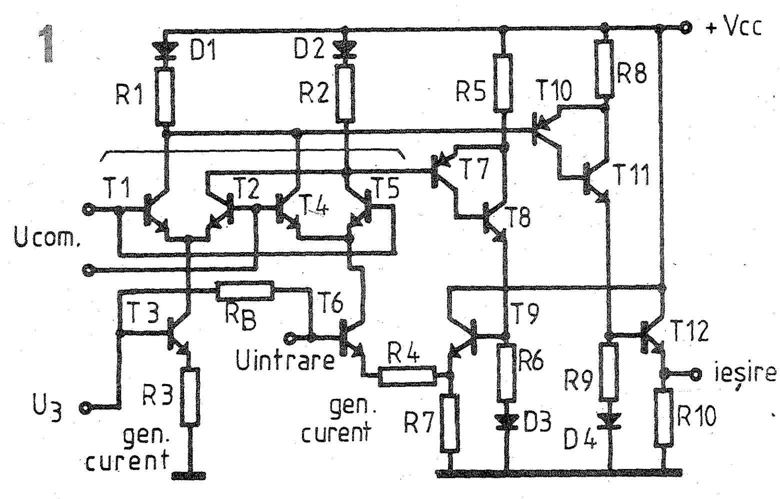
2

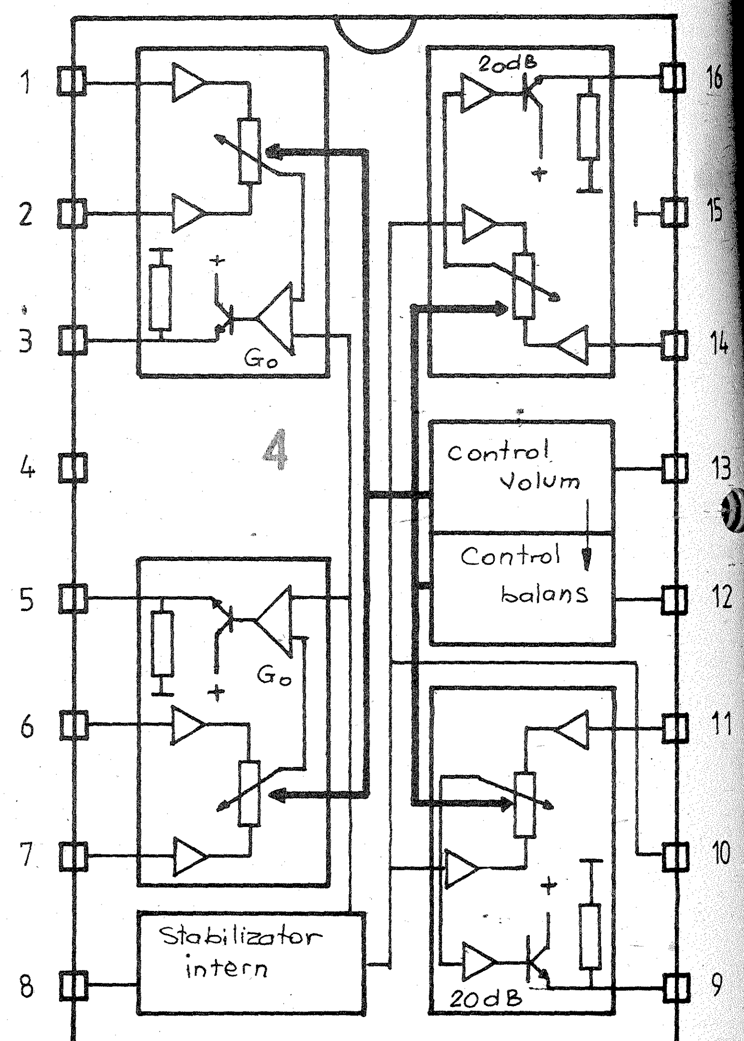


3



1

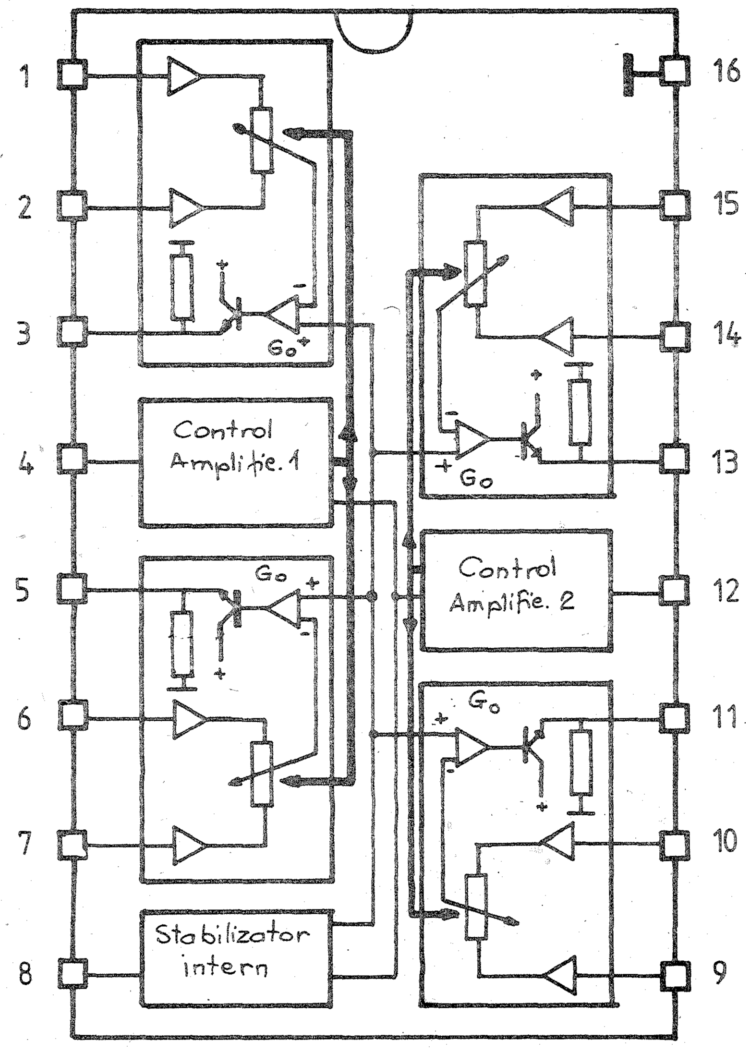




4

1 - intrare regulator volum R (reacție)
2 - intrare regulator volum R
3 - ieșire regulator volum R
4 - conexiune internă
5 - ieșire regulator volum L
6 - intrare regulator volum L
7 - intrare regulator volum L (reacție)
8 - +Vcc
9 - ieșire regulator balans L
10 - referință
11 - intrare regulator balans L
12 - control balans
13 - control volum
14 - intrare regulator balans R
15 - GND
16 - ieșire regulator balans R

5



1 – intrare amplificator 1a (reacție)
2 – intrare amplificator 1a
3 – ieșire amplificator 1a
4 – control amplificator 1
5 – ieșire amplificator 1b
6 – intrare amplificator 1b
7 – intrare amplificator 1b(reacție)
8 – + Vcc
9 – intrare amplificator 2a(reacție)
10 – intrare amplificator 2a
11 – ieșire amplificator 2a
12 – control amplificator 2
13 – ieșire amplificator 2
14 – intrare amplificator 2b
15 – intrare amplificator 2b(reacție)
16 – GND

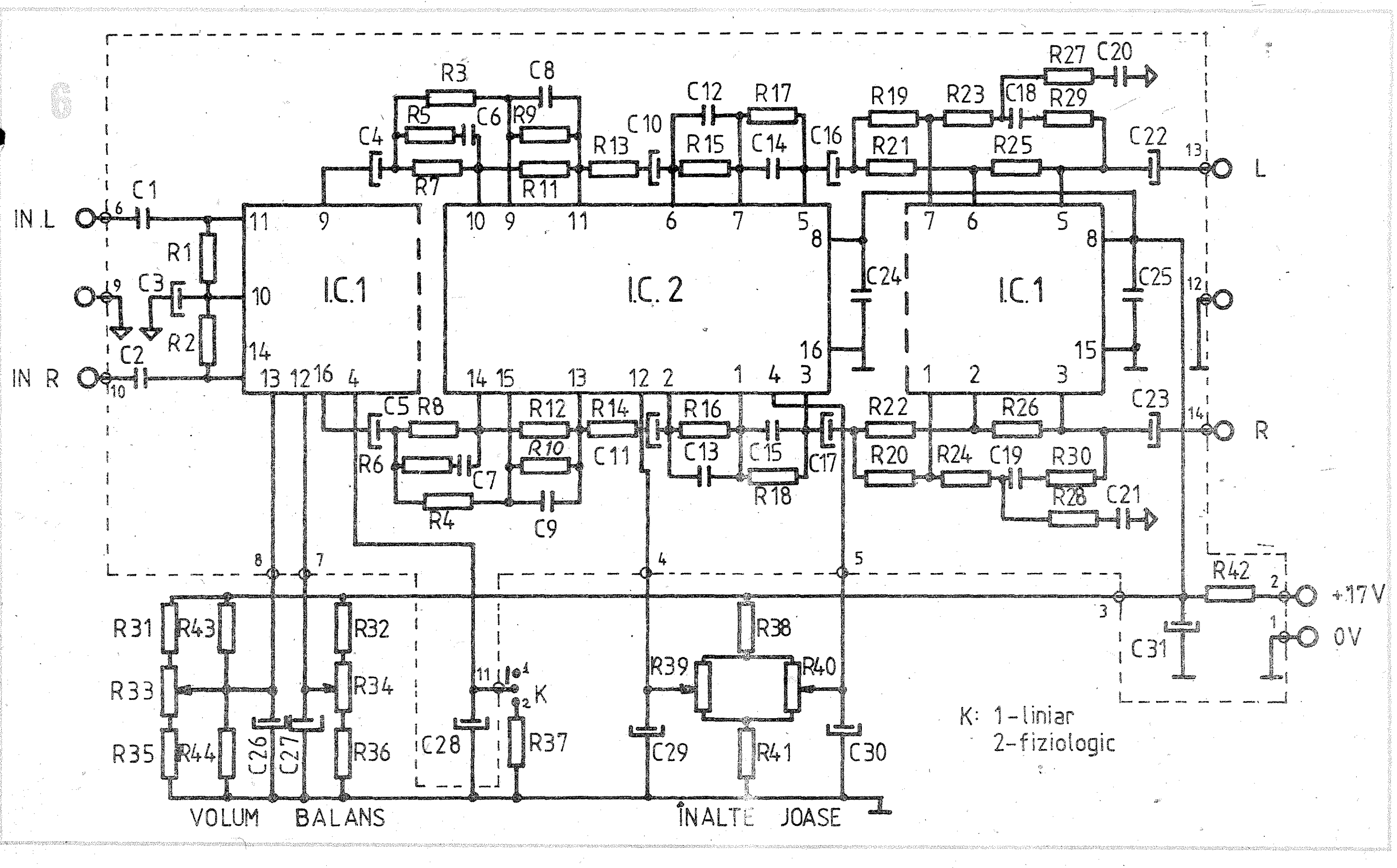
erori de liniaritate. Tot pentru îmbunătățirea liniarității amplificatorului au fost prevăzute diodele D1 și D2. Acestea vor produce în circuitul colectoarelor tranzistoarelor T1 și T2 distorsiuni de sens contrar celor existente și, prin sumare, se realizează reducerea lor. Nu se pot neglija, de asemenea, nici efectele de liniarizare realizate de diodele D3 și D4 din repetoarele pe emitor. Distorsiunile sînt micșorate și prin valoarea mică a curentului dat de generatoarele de curent și prin valoarea mică a modulației curentului. În acest fel, distorsiunile sînt favorabile la niveluri mari și anume, la amplificări în domeniul 0...20 dB și o tensiune de ieșire de maximum 1 V, distorsiunile sînt de maximum 0,2% crescînd pînă la 0,7% cu scăderea amplificării la —70 dB.

Circuitul integrat TCA730 conține două perechi de astfel de amplificatoare. Acestea sînt conectate astfel încît o intrare de comandă acționează simultan și în același sens asupra celor patru celule de amplificare (fig. 4). Cea de a doua intrare de comandă acționează doar asupra primei perechi de celule de amplificare, dar în sens contrar, realizînd în acest mod funcția de control al balansului prin creșterea amplificării unei ramuri și scăderea amplificării pe cealaltă ramură.

Bazele generatoarelor de curent pentru a doua pereche de amplificatoare sînt accesibile la exterior. Cu ajutorul unei rețele de reacție negativă externă se poate obține un transfer în funcție de frecvență cu ajutorul unei tensiuni continue (fig. 3). În funcție de care ramură a curenților, I1 sau I2, trece prin rezistența de sarcină R13, una sau cealaltă dintre intrări, a sau b, este mai eficientă. Astfel, dacă pe o intrare se leagă elemente nedependente de frecvență, iar pe cealaltă intrare se leagă cele dependente de frecvență, se obține un control al transferului funcție de frecvență: într-o extremitate transferul în frecvență este liniar, iar în cealaltă extremitate apar amplificări importante în cazul frecvențelor înalte și joase. Conectînd la pinul 4 o rezistență, răspunsul în frecvență va depinde, pe de o parte, de valoarea rezistenței (R37), iar pe de altă parte, de tensiunea de comandă ce reglează amplificarea (implicit și de ponderea rețelei de reacție negativă conectată la intrări), obținînd în final un răspuns în frecvență cu alura curbei fiziologice a urechii (figura 7, cu linie plină). Dacă rezistența de la pinul 4 este deconectată, reglarea amplificării se face independent de frecvență (figura 7 cu linie întreruptă).

(CONTINUARE ÎN Nr. VIITOR)

6



FEROFLUIDELE și aplicațiile lor în construcția difuzoarelor

Ing. AURELIAN MATEESCU

Ferofluidele sînt emulsii sau suspensii coloidale, în stare lichidă, avînd ca principală caracteristică proprietatea de a deveni magnetice atunci cînd sînt supuse acțiunii unui cîmp magnetic exterior. O altă caracteristică a lor este vîscozitatea relativ ridicată (tabelul 2).

De peste 20 de ani, aceste lichide sînt utilizate în domenii de vîrf ale tehnologiilor actuale:

— la etanșările dispozitivelor electromagnetice și electrooptice utilizate în tehnica spațială, unde sînt folosite cu succes ca bariere de protecție împotriva unor medii corozive;

— la etanșarea unor elemente optice în mișcare de rotație, elemente utilizate la mare altitudine și unde se impune o frecare redusă;

— în domeniul microundelor, pentru etanșări la componente aflate în mișcare de rotație;

— la construcția traductoarelor acustice de tip dinamic, cu parametri ridicați de putere, randament acustic etc.

Utilizarea ferofluidelor în construcția difuzoarelor prezintă următoarele avantaje:

— creșterea puterii nominale suportate de agregatul în cauză;

— aplatizarea caracteristicii de răspuns în frecvență a difuzorului;

— reducerea distorsiunilor;

— îmbunătățirea răspunsului la semnale tranzitorii.

Vom examina influența utilizării ferofluidelor în construcția difuzoarelor, plecînd de la cîteva aspecte deja cunoscute despre funcționarea difuzoarelor:

1) la puteri mari, bobina difuzorului trebuie să disipe o cantitate mare de căldură (peste 90% din puterea electrică aplicată difuzorului se transformă în căldură);

2) disipația de căldură este destul de greoaie, avînd în vedere spațiul mic în care se află bobina și posibilitățile scăzute de transfer prin curenți de convecție (pentru ameliorarea transferului de căldură s-a recurs, în timp, la soluții diverse: utilizarea de conductoare cu secțiuni profilate la execuția bobinei, suporturi din aluminiu pentru bobină, tratarea cu lacuri termoconductoare a bobinei și chiar utilizarea de radiatoare pentru sistemul magnetic ce preia și disipă căldura eliberată de bobină);

3) pentru utilizarea eficientă a fluxului magnetic, întrefierul în care se mișcă bobina a fost redus la minimum, ceea ce a impus condiții deosebite de montaj pentru păstrarea concentricității bobinei pe toată lungimea excursiei în interiorul cîmpului magnetic.

Să examinăm acum influența ferofluidelor în comportarea difuzoarelor. În întrefierul difuzorului se introduce o cantitate mică de ferofluid. Datorită proprietăților sale magnetice, lichidul va fi menținut în zona întrefierului, între piesele polare, fără a fi împrăștiat în zonele învecinate. În acest caz, îmbunătățirea condițiilor termice în care lucrează bobina difuzorului este primul efect. Ferofluidul ușurează transferul energiei calorice de la bobină la piesele polare și de la acestea căldura este disipată în mediul ambiant, eventual printr-un radiator. Se obține și un transfer mai uniform al căldurii, cu evitarea punctelor calde pe suprafața bobinei. Creșterea randamentului de transfer conduce automat la o creștere a puterii maxime admisibile, fără defectarea difuzorului. Proprietățile magnetice ale fluidului conduc la creșterea fluxului magnetic în întrefier, ceea ce are ca rezultat o îmbunătățire a răspunsului la semnale tranzitorii în general. Se produce totodată și o aplatizare a curbei de răspuns în frecvență și deci o diminuare a distorsiunilor.

Pînă nu demult, utilizarea ferofluidelor era preferată doar la difuzoarele pentru reproducerea frecvențelor medii și înalte (midrange și tweetere). La difuzoarele pentru frecvențe joase (woofere) apărea efectul de împroșcare a lichidului în timpul excursiilor mari ale bobinei. Cauza fenomenului constă în suprapresiunile create în spațiile închise din sistemul magnetic, în spatele membranei de centrare sau în spatele capacului de protecție antipraf ce obturează centrul membranei active. În prezent, această fază este depășită prin adoptarea unor soluții adecvate de eliminare a acestor suprapresiuni (figurile 1—4).

Ne vom referi în cele ce urmează la woofere, avînd în vedere că aceleași fenomene se repetă și la celelalte tipuri de difuzoare, dar la o scară mai redusă, datorită deplasărilor mai mici ale membranei.

Un beneficiu al utilizării ferofluidelor este fenomenul de autocentrare a bobinei. La deplasarea radială a bobinei în spațiul întrefierului umplut cu ferofluid apare o forță de centrare a acesteia, proporțională cu valoarea deplasării radiale. Ferofluidul, avînd proprietăți magnetice, va fi atras de cîmpul magnetic pe măsură ce va fi împins în afară de deplasarea bobinei. Apare astfel o forță ce încearcă să păstreze concentricitatea bobinei, forță numită **magnetostatică**, descrisă cu circa 12 ani în urmă de BOTTENBERG, MELILLO și RAJ, în numărul din ianuarie 1980 al revistei „JOURNAL OF AUDIOENGINEERING SOCIETY". Experiența practică a arătat că un mare număr de difuzoare se defectează prin deplasările radiale ale bobinei, ce conduc la frecări cu piesele polare și determină astfel distrugerea bobinei.

Un difuzor la care bobina freacă piesele polare poate fi ușor remediat prin introducerea unei mici cantități de ferofluid în întrefier, bobina fiind forțată automat să lucreze concentric.

Cîteva aspecte ale centrării prin forța magnetostatică sînt revelatoare:

— forța de centrare este direct proporțională cu deplasarea bobinei, deci ferofluidul își face datoria atunci cînd este mai multă nevoie de el;

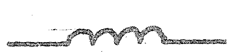
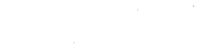
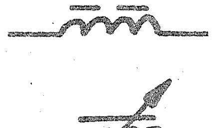
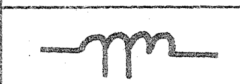
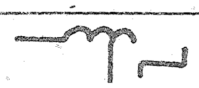
— ferofluidul acționează ca o a doua membrană de centrare, cu avantajul că se află în același plan cu bobina difuzorului;

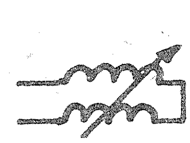
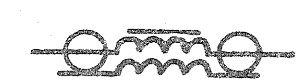
— în cazul excursiilor mari ale bobinei apar deformări ale membranei ce produc deformări ale bobinei prin atingerea pieselor polare, cu apariția

SEMNE CONVENȚIONALE

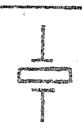
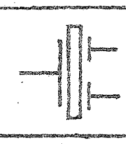
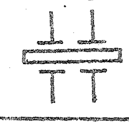
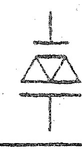
(URMARE DIN Nr. TRECUT)

PENTRU INDUCTANȚE

Semn convențional (simbol)		Denumire
Formă preferată		Inductanță Bobină Înfășurare Bobină de șoc Notă. Pentru indicarea prezenței în inductanță a unui miez magnetic, o linie poate fi trasă deasupra simbolului. Linia trebuie adnotată pentru a indica materiale nemagnetice și poate fi întreruptă pentru a indica prezența unui întrefier în miez.
Altă formă		
		Exemple: Inductanță cu miez magnetic
		Inductanță cu întrefier în miezul magnetic
		Inductanță variabilă continuu cu miez magnetic
		Inductanță cu prize fixe (două prize figurate)
		Inductanță variabilă în trepte, cu contact mobil

	Variometru
	Bobină de șoc coaxială cu miez magnetic
	Perlă de ferită, reprezentată pe un conductor

PENTRU CRISTALE PIEZOELECTRICE ȘI ELECTREȚI

Simbol	Denumire
	Cristal piezoelectric cu doi electrozi
	Cristal piezoelectric cu trei electrozi
	Cristal piezoelectric cu două perechi de electrozi
	Electret cu electrozi și conexiune Notă. Linia cea mai lungă reprezintă polul pozitiv.

(CONTINUARE ÎN NUMĂRUL VIITOR)

distorsiunilor; ferofluidul se opune la deformarea bobinei și împiedică apariția distorsiunilor sunetului emis;

— creșterea schimbului termic conduce la temperaturi de lucru mai scăzute și ca atare la micșorarea dilatărilor elementelor bobinei; se reduce astfel fenomenul de micșorare a întrefierului ce apare la temperaturi mari de lucru.

Creșterea capacității de transfer termic are mai multe rezultate benefice, în afara creșterii puterii nominale și de vîrf suportate de difuzor:

— reducerea fenomenelor de „oboseală" și „îmbătrînire" prematură a îmbinării elementelor efectuate cu adezivi (între membrană și suportul bobinei, sîrma de bobinaj și suport, membrana de centrare și suport etc);

— mărirea duratei de viață a difuzorului.

Utilizarea ferofluidelor asigură amortizarea unor frecvențe parazite ce conduc la creșterea coeficientului de distorsiuni. În practică se ține cont, la alegerea fluidului utilizat, de influența creșterii temperaturii de lucru asupra vîscozității lichidului. În acest fel nu se va altera curba de răspuns prin reducerea vîscozității față de lucrul la temperatura mediului ambiant.

După cum am menționat, la woofere poate apărea fenomenul de împroșcare a ferofluidului datorită suprapresiunii ce ia naștere în cavitatea din spatele bobinei, la deplasări mari ale membranei. Pentru aceasta se iau o serie de măsuri constructive care să nu prejudicieze comportamentul difuzorului.

A). Cavitatea din spatele capacului de protecție antipraf ce astupă centrul membranei poate fi pusă în legătură cu mediul ambiant prin practicarea unei găuri în piesa polară centrală. În cazul în care aceasta este de diametru mic, se poate recurge la utilizarea unui capac de protecție avînd o deschidere centrală de mici dimensiuni, suficientă scopului propus, eventual obturată de o sită fină. La construcția incintei se ține seama de pierderea de presiune față-spate ce apare în acest caz. Unii constructori prevăd găuri în suportul bobinei, în spatele îmbinării cu membrana difuzorului, egalizînd presiunea exterioară cu cea din spațiul de sub căpăcelul de protecție. Soluția prezintă dezavantaje:

— la deplasări mari ale membranei, piesa polară centrală obturează aceste deschideri;

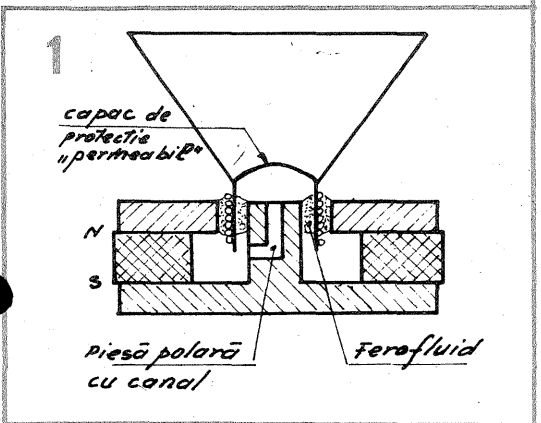
— se reduce rezistența la oboseală a suportului bobinei, care poate ceda prematur.

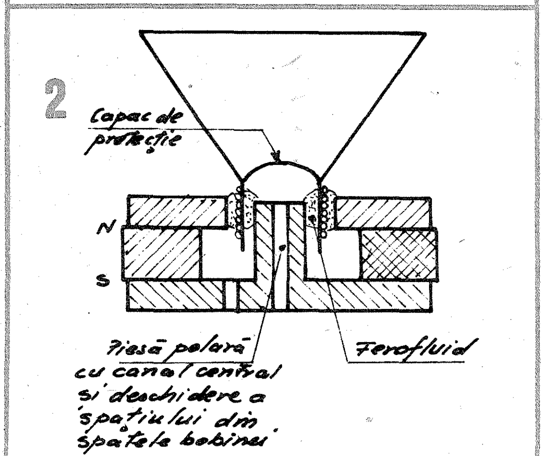
B). Spațiul interior al sistemului magnetic este un alt loc unde se poate produce creșterea presiunii interne la excursii mari înapoi ale membranei. Se impune practicarea de deschideri pentru înlăturarea fenomenului. Dacă piesa polară centrală este străpunsă, o deschidere laterală rezolvă și această problemă. Figurile 1—4 prezintă modul de rezolvare a situațiilor descrise mai sus.

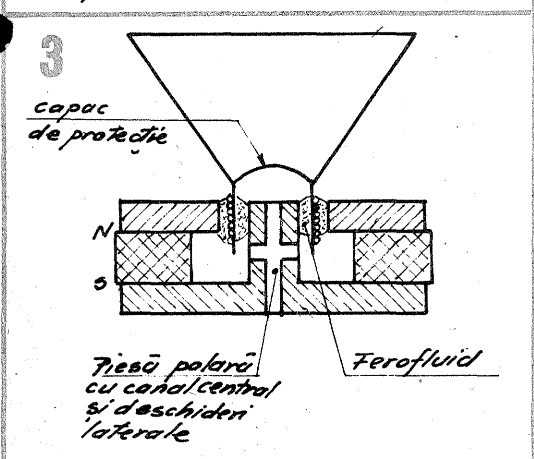
Proprietățile magnetice ale ferofluidului determină menținerea lui la locul de lucru: întrefierul difuzorului. Uneori se practică mici adîncituri în piesele polare, avînd rolul unor mici rezervoare pentru lichidul cu proprietăți magnetice.

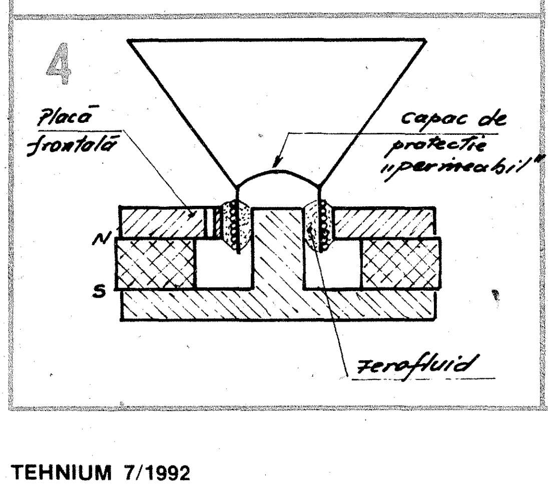
Pentru a avea o imagine completă asupra proprietăților acestor substanțe, prezentăm alăturat cîteva tabele și grafice pentru ferofluidele produse de FERROFLUIDICS CORPORATION (S.U.A.) în scopul utilizării la construcția de traductoare acustice.

Chiar dacă momentan, expunerea de mai sus nu are aplicabilitate practică, ea reprezintă o introducere a audiofililor noștri în tehnica utilizării ferofluidelor în construcția difuzoarelor moderne. Astfel ei se vor orienta mai ușor atunci cînd vor putea să aleagă din mai multe tipuri de difuzoare pe care doresc să le utilizeze.









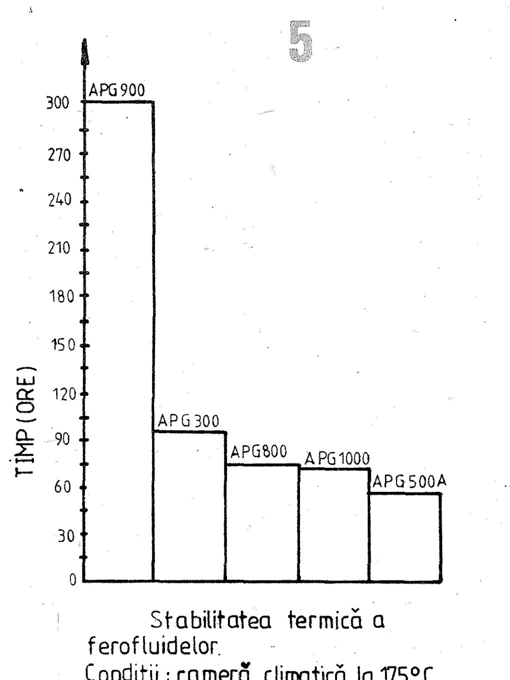
Tabelul 1: Domeniul de utilizare a ferofluidelor

Domeniul de utilizare	Ferofluid APG Seria				
	300	500A	800	1000	900
WOOFERE (Difuzoare pentru frecvențe joase)		x			x
MIDRANGES (Difuzoare pentru frecvențe medii)		x	x	x	x
TWEETERE (Difuzoare pentru frecvențe înalte)		x	x	x	x
FULLRANGES (Difuzoare de bandă largă)			x	x	x
Difuzoare cu cameră de compresie	x				x
Difuzoare și hupe pentru sisteme de alarmă	x				x

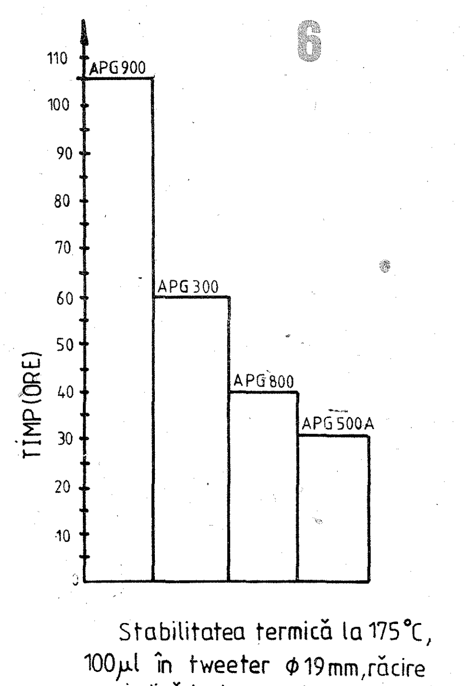
Tabelul 2: Variația vîscozității în funcție de temperatură

Timpul ferofluidului	27°C	40°C	60°C	80°C
APG836	1997	896	314	152
APG936	2145	998	343	167
APG821	204	105	48	24
APG921	202	96	41	21
APG815	947	446	164	61
APG915	1100	458	159	71
APG833	505	248	111	48
APG933	540	223	88	40

Notă. Vîscozitatea este exprimată în centipoise (cP).
Gruparea tipurilor indică înlocuirea directă a seriei 800 cu seria 900.
Vîscozitatea apei este de 1 cP la 20°C.



Stabilitatea termică a ferofluidelor.
Condiții: cameră climatică la 175°C răcire periodică la temperatura mediului



Stabilitatea termică la 175°C, 100μl în tweeter ϕ19mm, răcire periodică la temperatura camerei

SONY ICR-4800

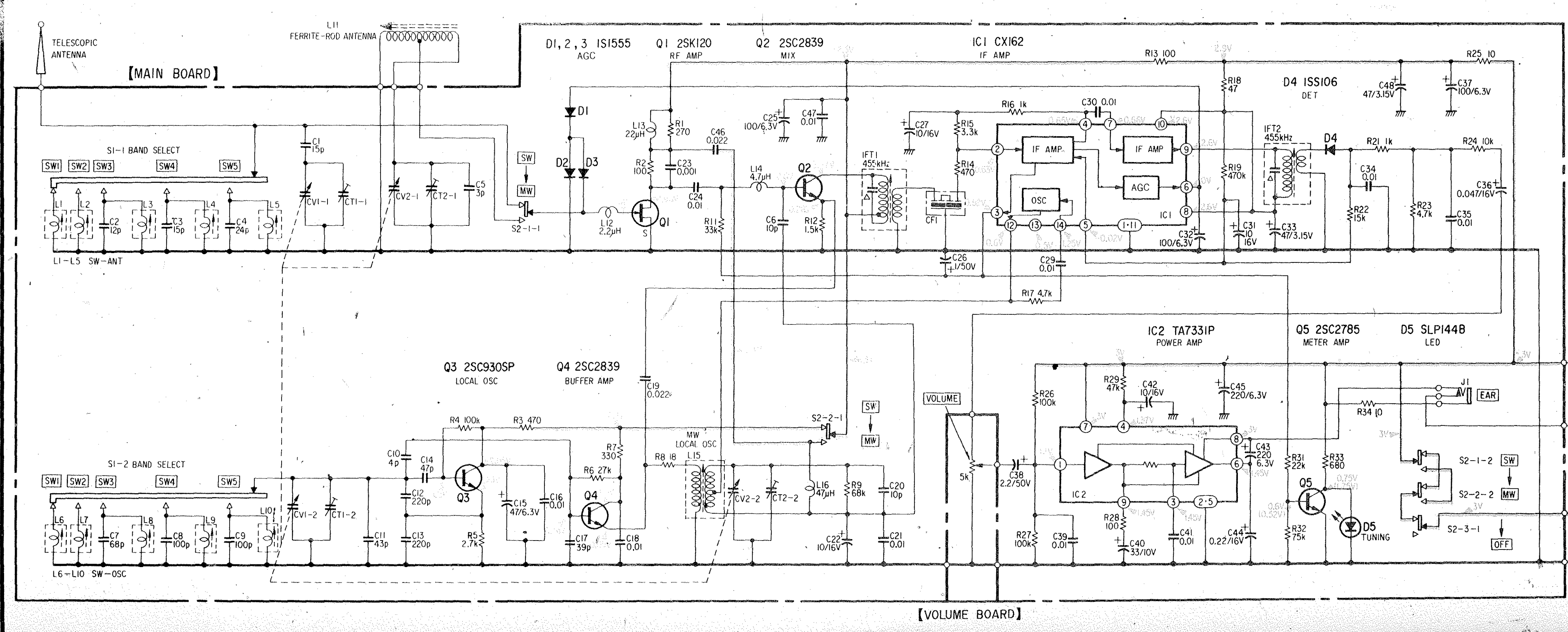
SONY ICR—4800

Mulți cititori ai revistei Tehnium au intrat în posesia radioreceptorului ICR—4800 produs al cunoscutei firme SONY și la solicitarea lor publicăm schema electrică de principiu și dispunerea pieselor pe cablaj.

Acest radioreceptor lucrează în gama undelor medii și în gama undelor scurte împărțită în 5 subgame.

Amplificatorul de semnal este un tranzistor FET, 2SK120, ce poate fi înlocuit cu BF245; urmează apoi un etaj mixer ce poate utiliza față de ce prevede schema și un tranzistor BF181. De remarcat faptul că, acest receptor are oscilator local separat pentru unde scurte și pentru unde medii.

În amplificatorul de frecvență intermediară sînt introduse un filtru ceramic și un circuit integrat specializat CX162 care printre altele îndeplinește și funcția de oscilator în unde medii. Circuitul integrat TA7331P este preamplificator și amplificator de putere AF. Alimentarea se face cu 3 V.

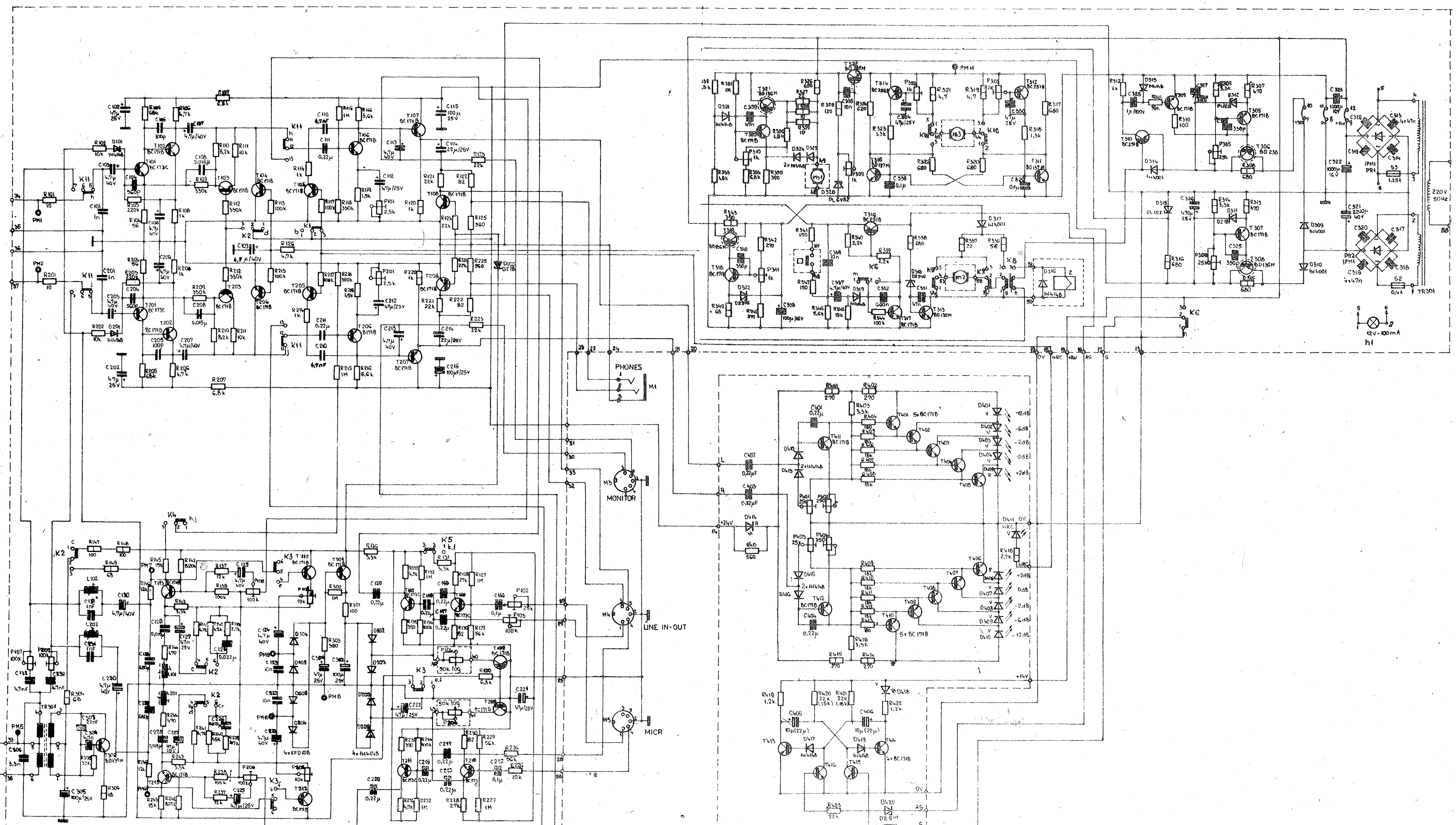


APOSTU VALERIU — TECUCI

EM2003

Vă prezentăm, după cum ne solicitaţi, schema electrică a stereocasetofonului EM2003 produs Electromureş ca să puteţi repara acest aparat.

Dacă vă interesează şi alte date despre acest casetofon, luaţi legătura cu redacţia.



SCHEMA ELECTRICĂ DE PRINCIPIU
DECK EM 2003

AMPLIFICATOARE TTL

Circuitele integrate din familia TTL sînt utilizate, așa cum este bine cunoscut, în sisteme numerice, în sinteza circuitelor logice combinaționale și a sistemelor logice secvențiale etc. În aceste aplicații, circuitele amintite operează cu semnale de intrare și ieșire de niveluri bine definite, funcționarea în afara parametrilor stabiliți fiind incertă. Din acest punct de vedere semnalele de intrare nu trebuie să fie mai mari de 0,8 V pentru a le recunoaște ca „0" logic și nici mai mici de 2 V pentru starea „1" logic. Ieșirile circuitelor TTL furnizează potențiale de maximum 0,4 V în starea „0" și minimum 2,4 V pentru „1".

Se poate ridica întrebarea, firească de altfel, cum se comportă un astfel de circuit între 0,8 V și 2 V tensiune de intrare?

Dacă pentru un circuit basculant bistabil se poate răspunde intuitiv că la ieșire potențialul va fi corespunzător stării „0" sau „1" logic, pentru un inversor sau o poartă ȘI-NU (cu două sau mai multe intrări) răspunsul va reieși numai din analiza funcționării tranzistoarelor interne. În figura 1 este prezentată schema unui circuit inversor TTL standard. Pentru a găsi un răspuns complet la întrebarea noastră ne vom folosi de caracteristica de transfer U_0 (U_{IN}) a acestui circuit, ce este prezentată în figura 2.

Pe grafic se disting patru zone. Prima zonă AB cuprinsă între 0 V și aproximativ 0,6 V (tensiune de intrare) corespunde stării de ieșire „1" logic în care tranzistoarele interne se găsesc în următoarele condiții de funcționare: tranzistorul T1 în conducție, tranzistoarele T2 și T4 blocate, iar tranzistorul T3 saturat.

A doua porțiune, BC (0,65 V < U_{IN} < 1,2 V) se caracterizează prin aceea că tranzistorul T2 începe să conducă, T4 rămîne blocat și T3 deschis. În această regiune, în baza tranzistorului T2 se injectează un mic curent trecîndu-l în regim normal de funcționare. Modulul amplificării în tensiune în colectorul său este aproximativ unitar și este dictat practic de raportul R2/R3 = 1,6. Variația tensiunii de ieșire urmează o pantă mică, descrescătoare.

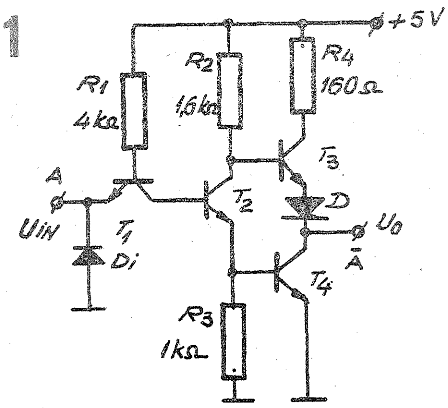
În a treia zonă, CD, cuprinsă între 1,2 V și 1,4 V tensiune de intrare, tranzistorul T4 intră în conducție șuntînd rezistența din emitorul tranzistorului T2 și în felul acesta crescîndu-i amplificarea.

Pentru tensiuni de intrare mai mari de 1,5—1,6 V (regiunea DE), tranzistoarele T2 și T4 se saturează, tranzistorul T3 se blochează, iar joncțiunea bază-emitor a tranzistorului T1 se blochează de asemenea.

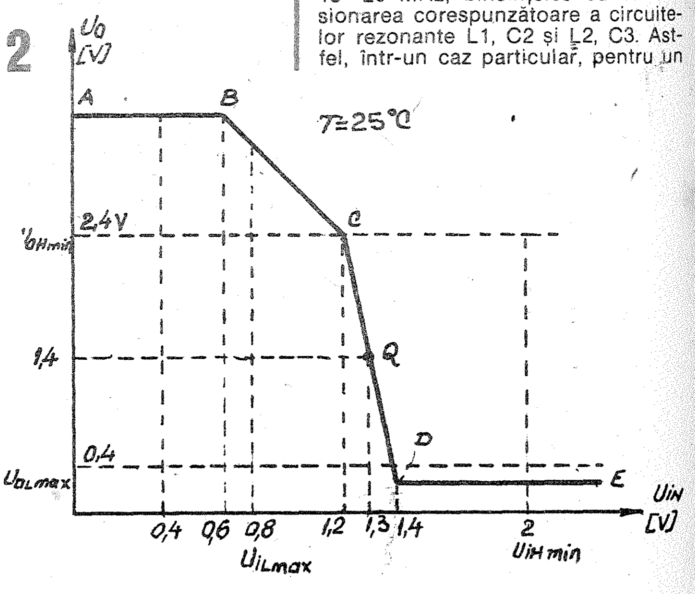
Concluzionînd se poate răspunde la întrebarea pusă anterior, prin aceea că în porțiunea BC (0,6 V < U_{IN} < 1,2 V), poarta inversoare are o amplificare unitară, iar în porțiunea CD (1,2 V < U_{IN} < 1,4 V) o amplificare relativ mare, de aproximativ zece ori [$|\Delta U_0 / \Delta U_{IN}|$ = (2,4 V — 0,4 V)/ (1,4 V — 0,2 V) = 10]. În porțiunea DE amplificarea este practic nulă, poarta găsindu-se în stare logică „0" la ieșire.

În aceste condiții apare ideea utilizării porților inversoare sau a porților ȘI-NU ca amplificatoare de semnal mic. Pentru a o materializa este necesar să se țină seama de cele expuse anterior. În acest sens trebuie ca potențialul static al unei intrări de inversor să se fixeze la 1,3 V (punctul Q de pe caracteristică, de coordonate U_{IN} = 1,3 V, U_0 = 1,4 V). Avînd în vedere și caracteristica de intrare $I_{IN}(U_{IN})$ din figura 3, se poate deduce ușor curentul de intrare în orice punct de pe curbă. Astfel punctului Q (pe care îl dorim a fi la o tensiune de intrare statică de 1,3 V) îi corespunde o valoare a curentului de intrare de aproximativ 0,7 mA. Artificiul cel mai comod și cel mai uzitat în astfel de cazuri pentru a aduce poarta inversoare pe caracteristica liniară cu panta cea mai mare este „reacția negativă" ieșire-intrare printr-o rezistență. Valoarea ei se calculează făcînd diferența dintre potențialele de ieșire și de intrare din punctul Q raportată la curentul de intrare din același punct.

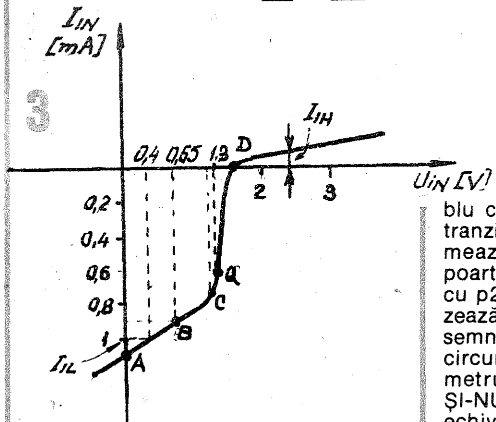
1



2



3



În figura 4 este prezentată o aplicație concretă a celor expuse, în care se folosește un circuit integrat TTL inversor tip CDB404 (sau echivalent). Condensatoarele de intrare și ieșire se vor alege în funcție de domeniul de frecvență în care se lucrează. Pentru aplicații de joasă frecvență se utilizează condensatoare electrolitice de valori relativ mari (zeci de microfarazi), iar pentru funcționarea la frecvențe mari (ce pot atinge 15—20 MHz) se vor monta condensatoare tip plachetă, ale căror capacități nu vor depăși 10 nF. De remarcat că la intrarea unei astfel de celule de amplificare, amplitudinea tensiunii alternative nu trebuie să depășească 100 mV, pentru ca poarta să nu intre în zone neliniare de funcționare și să nu distorsioneze semnalul de ieșire.

4

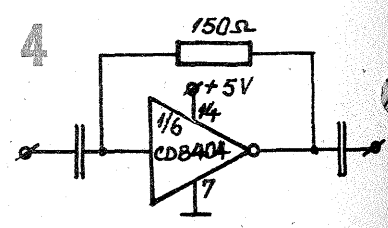
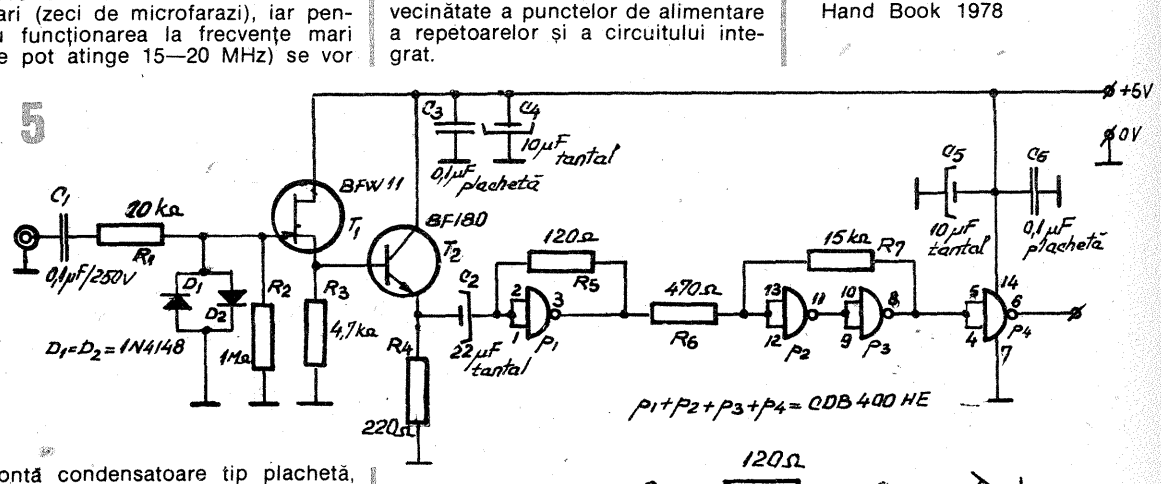


Figura 5 prezintă un montaj amplificator formator de semnal dreptunghiular pentru frecvențmetru. După circuitul de protecție la supratensiuni, realizat cu grupul C1, R1, D1, D2, urmează un etaj repetor dublu cu un TEC-J, T1 (BFW11) și un tranzistor bipolar T2 (BF180). Urmează apoi un amplificator cu poarta p1, un etaj Trigger Schmitt cu p2 și p3 și ultima poartă p4 realizează o separare între formatorul de semnal dreptunghiular și celelalte circuite din componența frecvențmetrului. Toate cele patru porți ȘI-NU sînt de tipul CDB400E sau echivalente. Pentru primul etaj s-a utilizat un dublu repetor (TEC-J + tranzistor bipolar) în vederea obținerii unei impedanțe mari de intrare și reducerii influenței acesteia asupra semnalului aplicat. Impedanța de ieșire din repetorul pe emitor cu tranzistorul T2 fiind foarte mică (de ordinul zecilor de ohmi), permite un „atac" în tensiune al amplificatorului cu poarta p1 care, în această configurație, are o impedanță redusă de intrare.

Formatorul de semnal dreptunghiular este construit cu un Trigger Schmitt în tehnică TTL cu porțile p2 și p3 și este urmat de poarta de „ieșire" p4. Așa cum se observă din schema de principiu, este necesară o decuplare la masă foarte bună a sursei de curent continuu (+5 V) prin condensatoarele C4 și C5 cu tantal și C3 și C6 tip plachetă, neinductive. Aceasta se face în imediata vecinătate a punctelor de alimentare a repetoarelor și a circuitului integrat.

5

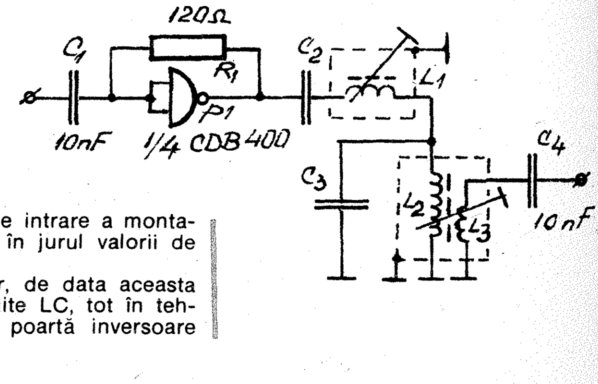


Sensibilitatea de intrare a montajului se situează în jurul valorii de 150 mVef.

Un amplificator, de data aceasta selectiv, cu circuite LC, tot în tehnică TTL cu o poartă inversoare este prezentat în figura 6.

Un asemenea etaj poate fi folosit pînă la frecvențe de ordinul a 15—20 MHz, bineînțeles cu dimensionarea corespunzătoare a circuitelor rezonante L1, C2 și L2, C3. Astfel, într-un caz particular, pentru un semnal selectat cu frecvența de 455 kHz se vor utiliza inductanțe de aproximativ 125 µH pentru L1 și L2 și condensatoare de 1 nF pentru C2 și C3. L1 și L2 se vor realiza pe carcase de bobine cu miez de ferită întrebuințate în calea de frecvență intermediară de 455 kHz de la radioreceptoarele „Albatros", „Cora", „Pescăruș", „Alfa" etc. Acordul exact se va executa ajustînd pozițiile miezurilor bobinelor cu ajutorul unei șurubelnițe din material izolator. Ca aparate auxiliare se vor folosi un generator de radiofrecvență și un voltmetru electronic (sau un osciloscop). Forma semnalului de intrare nu are prea mare importanță, la ieșire obținîndu-se un *semnal sinusoidal*.

6



Bibliografie:

Gh. Mitrofan — „Generatoare de impulsuri și de tensiune liniar variabilă" — Editura Tehnică, 1981

Hand Book 1978

APRINDERE ELECTRONICĂ

Montajul de aprindere electronică pentru autoturisme, ce lucrează pe 12 V, prezentat în continuare, este o variantă multiscînteie asemănătoare, într-un fel, unor scheme publicate anterior în paginile acestei reviste.

Într-o descriere sumară montajul cuprinde două oscilatoare, un etaj de putere, un transformator cu o punte redresoare, un element principal de comutație și alte cîteva componente al căror rol va fi expus ulterior.

Funcționarea schemei se bazează, în principiu, pe încărcarea unui element capacitiv C6 (figura 1) la o tensiune ridicată de aproximativ 350—400 V și descărcarea sa periodică printr-un circuit format dintr-un element de comutație principal Th și primarul bobinei de inducție.

Detailînd, se observă că elementul capacitiv C6 este încărcat prin intermediul punții redresoare D9—D10 de la o tensiune alternativă furnizată de transformatorul Tr. Acesta din urmă este atacat în primarul său de un etaj în contratimp realizat cu tranzistoarele T6, T7, T8 și T9. Perechile de tranzistoare T6—T8 și T7—T9 formează cîte o ramură de comandă a celor două înfășurări primare I—I' ale transformatorului Tr.

Semnalul de comandă este obținut de la un oscilator de „înaltă frecvență" construit cu circuitul integrat CI2, βE555. Între oscilatorul propriu-zis și tranzistoarele finale este intercalat un etaj defazor realizat cu tranzistorul T5 care funcționează ca amplificator cu sarcină distribuită în emitor și colector. Amplificarea acestui etaj, relativ la cele două ieșiri ale sale este unitară și de semne contrare pentru a obține defazarea dorită.

Revenind la oscilatorul amintit anterior, acesta lucrează pe o frecvență relativ ridicată (între 20 și 40 de kilohertzi, în funcție de toleranțele componentelor pasive cu care este realizat) avînd, după cum este de așteptat, o formă dreptunghiulară a semnalului de ieșire cu un factor de umplere fix, de valoare 0,5. Acest factor de umplere rezultă din montarea în paralel cu rezistorul R20 a grupului R19, D7 ce face ca durata de încărcare a condensatorului C8 să fie egală cu durata sa de descărcare între valorile de potențial 0,33.V⁺ și 0,66.V⁺ (în absența acestui grup, timpul cît stă oscilatorul în starea de ieșire „1" este ceva mai mare decît în starea „0"). Este necesar acest lucru pentru ca tranzistoarele finale să lucreze în conducție pe intervale de timp egale, evitîndu-se astfel apariția unei componente continue a curentului prin înfășurările primare ale transformatorului Tr și saturarea miezului. Tot din punctul de vedere al evitării saturării miezului s-a ales și varianta redresării bialternanță a tensiunii din secundarul aceluiași transformator.

Al doilea oscilator este realizat cu circuitul integrat CI1 (βE555) și furnizează salve de impulsuri de deschidere (de „aprindere") a elementului principal de comutație, tiristorul Th. Trenul de impulsuri se aplică grilei tiristorului numai pe durata cît ruptorul autoturismului, reprezentat prin întrerupătorul K, se află deschis.

După cum se poate observa, schema acestui oscilator este ceva mai complexă. Atît încărcarea cît și descărcarea condensatorului C1 se fac prin două generatoare de curent constant distincte, respectiv prin tranzistoarele T3 și T2 și componentele aferente lor.

De ce acest mod de funcționare aparent complicat?

Generatorul de curent constant pentru încărcarea liniară a condensatorului amintit (R2, R3, D1, D2, T3) determină pe oricare perioadă de oscilație, durata cît circuitul integrat CI1 stă în starea logică de ieșire „1". Acest interval de timp trebuie să fie mai mare decît durata maximă pentru amorsarea tiristorului utilizat, în cazul de față T3R6 (t_{gmax} = 2μs, pentru U_A = 150 V, I_A = 1 A). Cu elementele de circuit ce concură la realizarea generatorului se obține o durată fixă de aproximativ 20 μs.

Tranzistorul T2 asigură descărcarea, de asemenea liniară, a condensatorului C1 de la potențialul 0,66.V⁺ la 0,33.V⁺. Acest fenomen apare din momentul în care terminalul DESC al circuitului integrat βE555 este comandat intern către masă la atingerea unei tensiuni de 0,66.V⁺ la intrările PJ—PS. Astfel baza tranzistorului T2 fiind mai „pozitivă" decît emitorul său va determina intrarea în conducție a generatorului de descărcare. Tranzistorul T1 funcționînd pe post de cheie, se blochează odată cu inițializarea descărcării. Totodată se blochează și generatorul de încărcare. În caz contrar, datorită curentului de descărcare ce se preconizează prin proiectare a fi mai mic decît cel de încărcare, oscilatorul cu CI1 va ieși din funcțiune.

La atingerea unui potențial de 0,33.V⁺ la intrările PJ—PS, tranzistorul intern de la terminalul DESC se blochează, tranzistorul T2 de asemenea (aceasta datorită polarizării emitorului său prin rezistorul R11 la un potențial mai ridicat decît al bazei), iar tranzistorul T1 intră în conducție, fenomenele descrise anterior repetîndu-se.

Singura problemă constructivă o constituie realizarea transformatorului ridicător de tensiune Tr. El se va executa pe un miez feromagnetic obținut din două „E"-uri de ferită cu secțiunea centrală dreptunghiulară, cu dimensiunile 17 mm x 21 mm (tip EE 55/B2-5000-R). Bobinajul primarului conține în fiecare dintre cele două înfășurări I—I' cîte 15 spire din sîrmă de CuEm cu diametrul de 0,8 mm. Se vor bobina ambele înfășurări simultan cu două conductoare paralele. Priza mediană a transformatorului prin care se alimentează etajul final rezultă prin conectarea începutului uneia dintre înfășurări cu sfîrșitul celeilalte. Capetele libere rămase vor fi legate la cele două colectoare ale tranzistoarelor T8 și T9.

Secundarul II se va bobina cu sîrmă din CuEm cu diametrul de 0,3—0,4 mm și conține aproximativ 550 de spire.

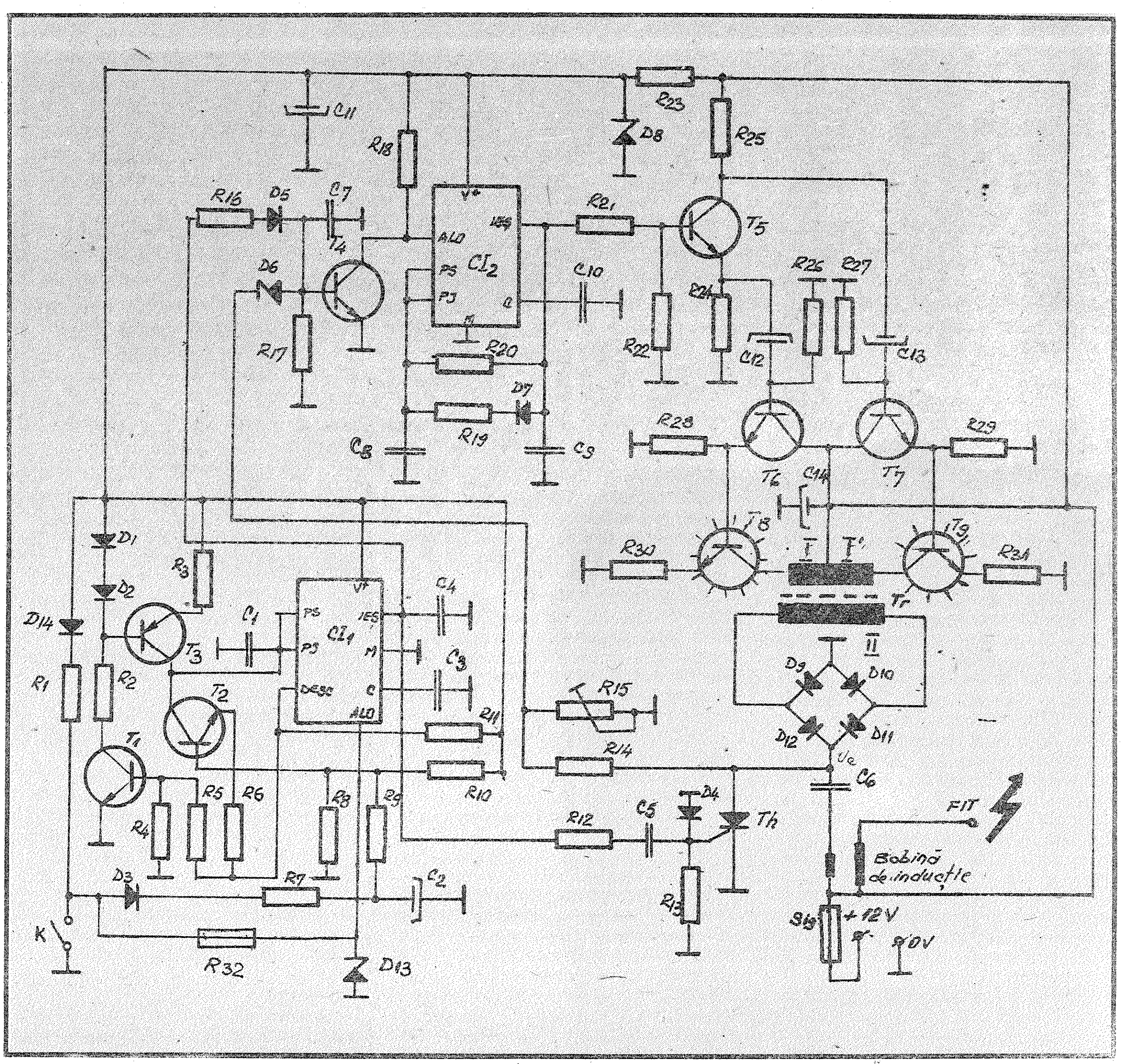
Punerea în funcțiune

După montarea tuturor componentelor, rezistorul semireglabil R15 se va poziționa la valoarea sa maximă, iar contactul K al ruptorului va fi închis. Se va măsura cu un voltmetru cu rezistență internă cît mai mare (≥ 20 MΩ) tensiunea la ieșirea punții redresoare D9-D12 și se va ajusta rezistorul R15 pînă ce se va obține o valoare de aproximativ 350—400 V. În absența „impulsurilor" de deschidere a ruptorului K montajul (partea de încărcare a condensatorului C6) va funcționa intermitent numai în momentele în care diferența de potențial la bornele condensatorului C6 va tinde să scadă sub 350 V.

Lista de componente

R1 =100; Ω R2 = 2 kΩ; R3 = 330 Ω; R4 = 10 kΩ; R5 = R6 = 2 kΩ; R7 = 2,2 kΩ; R8 = 1 kΩ; R9 = 10 kΩ; R10 = 100 kΩ; R11 = 2,2 kΩ; R12 = 820 Ω; R13 = 2 kΩ; R14 = 3,3 kΩ; R15 = 1 MΩ, semireglabil; R16 = 10 kΩ; R17 = 100 kΩ; R18 = 5,6 kΩ; R19 = 10 kΩ; R20 = 5,6 kΩ; R21 = 56 Ω; R22 = 1 kΩ; R23 = 10 Ω/1 W; R24 = 33 Ω; R25 = 47 Ω; R26 = 2 kΩ; R27 = 2 kΩ; R28 = 120 Ω; R29 = 120 Ω; R30 = 0,47 Ω/3 W; R31 = 0,47 Ω/3 W; R32 = 100 Ω; C1 = 40 nF; C2 = 2,2 μF; C3 = C 10 = 10 nF; C5 = 0,22 μF; C6 = 0,47—1 μF/min. 630 Vcc; C7 = 100 pF; C8 = 4,7 nF; C9 = C4 = 1 nF; C11 = 1 000 μF/16 V; C12 = 10 μF; C13 = 10 μF; C14 = 4 700 μF/25 V; D1 = D2 = D3 = D4 = D5 = D7 = D13 = D14 = 1N4148; D6 = PL27Z; D8 = 4DZ15V; D9 = D10 = D11 = D12 = 6DRR4; CI1 = C12 = βE 555; T1 = T2 = T4 = T5 = BC107; T3 = BC177; T6 = T7 = BD139; T8 = T9 = 2N3055; Th = T3R6; Sig = siguranță de maximum 5 A.

Pagini realizate de ing. MIHAI CODÂRNAI



AMPLIFICATORUL QUAD-405

Ing. AURELIAN MATEESCU

Amplificatorul este realizarea lui Peter Walker și a lui Michael Alkinson de la **Acoustical Manufacturing Company LTD** și a cunoscut o adevărată vogă în anii trecuți datorită cîtorva caracteristici deosebite:

— reproductibilitatea construcției și a majorității performanțelor garantată în procentaj de aproape 100%, în condițiile constructorilor amatori (acest fapt nu poate fi neglijat!);

— posibilitatea adaptării de semiconductoare ce se produc în mod curent în țară, fără înrăutățirea performanțelor;

— accesibilitatea în ceea ce privește cerințele tehnologice impuse.

Considerentele de la care s-a plecat la proiectarea acestui amplificator sînt în general cunoscute de amatorii de reproduceri de înaltă fidelitate a sunetului și merită a fi reamintite. Deși amplificatoarele cu semiconductoare au parametrii tehnici mai buni decît cele cu tuburi electronice, la audiție, audiofilii le preferă pe ultimele, deoarece pentru un nivel al distorsiunilor sub 1%, cifra în sine nu mai contează. Este mai importantă „compoziția" acestor distorsiuni.

Parametrii semiconductoarelor variază mult în timpul funcționării, datorită variațiilor termice ale joncțiunilor. Atunci cînd se fac determinări pentru măsurarea distorsiunilor prin aplicarea unui semnal sinusoidal, de cele mai multe ori nu se observă distorsiuni semnificative, mai ales la mijlocul benzii audio. Atunci cînd semnalul are o creștere de nivel pronunțată, din cauza modificărilor termice apare o importantă deplasare a punctului de funcționare cu creșterea importantă a distorsiunilor.

Aceste distorsiuni necesită, pentru studiu, un sistem specializat pentru analiza semnalelor tranzitorii. Semnalele unui program muzical diferă esențial de semnalele de test ale generatoarelor standard, ceea ce face ca variația temperaturii joncțiunilor semiconductoare să nu poată fi determinată decît statistic. Astfel, în cazul unor stări tranzitorii termice importante, apar distorsiuni specifice, care se aud dar nu pot fi evidențiate ușor nici cu aparatură de măsură destul de sofisticată. La frecvențe joase, deranjează tranzițiile termice ale semiconductoarelor de putere, iar la capătul superior al benzii audio, cele ale semiconductoarelor de mică putere și ale circuitelor integrate. Încălzirea datorată semnalului util se mediază în timp cu ajutorul elementelor asociate plăcuței semiconductoare (capsulă, radiator etc.). Acestea reduc tranzițiile termice și deci și distorsiunile, care devin un factor ce depinde de:

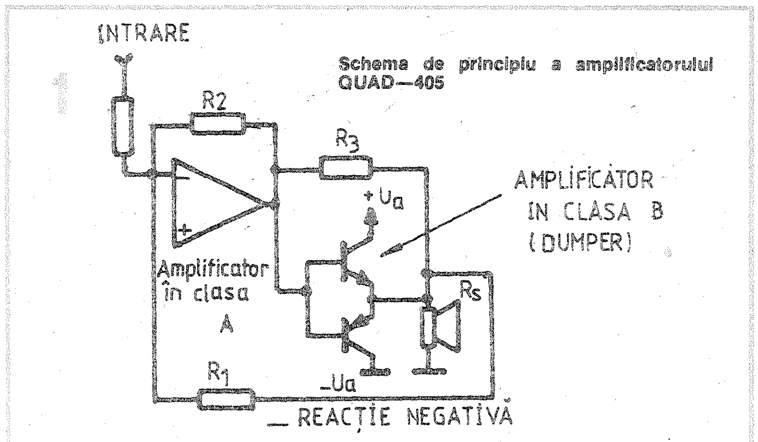
— dinamica programului audio în timp;

— elemente influențate de dinamica semnalului (temperatura joncțiunii, tensiunea BE, factorul beta, frecvența de tăiere etc.).

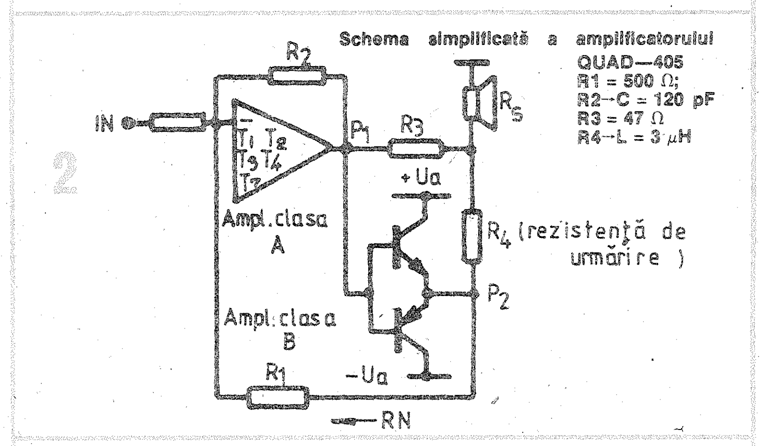
Apar situații cînd, datorită funcționării unui etaj la limită (blocare, agățare etc.), în acest etaj, ca și în altele, se poate întrerupe bucla de reacție negativă, ceea ce complică mult situația dată. Astfel, o verificare completă, matematică, a unui amplificator cu 5—10 tranzistoare nu poate fi făcută fără ajutorul unui calculator.

Studii amănunțite, cu mijloace tehnice importante, au arătat că „locuri înguste" apar în etajele de curent și putere mari (AB și B). Un etaj în clasă A, de semnal mare dar de curent și putere mici, poate fi construit cu distorsiunisuficient de mici (probleme apar numai la curenți mari).

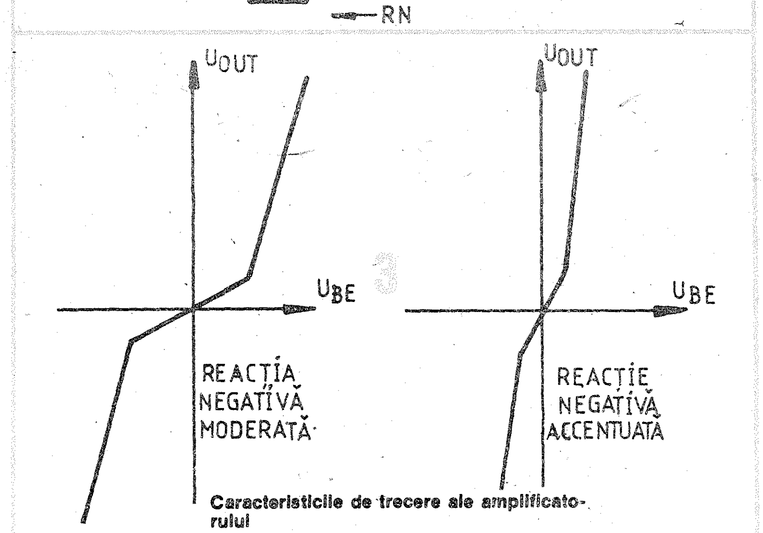
La elaborarea amplificatorului QUAD—405 s-a pornit de la un etaj în clasă A, ceea ce asigură distorsiuni mici, etaj care să ofere la ieșire amplificarea totală necesară pentru un consumator foarte mic.



Schema de principiu a amplificatorului QUAD—405



Schema simplificată a amplificatorului QUAD—405
R1 = 500 Ω;
R2–C = 120 pF
R3 = 47 Ω
R4–L = 3 μH



Caracteristicile de trecere ale amplificatorului

Curentul pentru sarcină (difuzor) este debitat în cvasitotalitate de un etaj în clasă B (DUMPER).

Deoarece la etajele în clasă B (și chiar AB), la trecerea semnalului prin zero, etajul dumper este închis, apar distorsiuni de racordare (cross-over), care sînt extrem de deranjante. Reacția negativă îmbunătățește numai aparent situația.

Deci, problema se rezumă la două aspecte de bază:

— separarea funcționării etajului dumper;

— urmărirea distorsiunilor etajului de putere.

Analizînd schema simplificată a amplificatorului (figurile 1 și 2), se poate constata că rezistența R4 „urmărește" curentul etajului dumper. Semnalul de urmărire obținut la bornele sale se poate utiliza ca semnal de corecție la intrarea amplificatorului în clasă A. Se observă (figura 2) că elementele R1, R2, R3, R4 formează o punte în care etajul de putere (dumper) este conectat pe diagonală. Dacă elementele sînt bine alese, puntea este echilibrată în banda de frecvență audio. Dacă puntea este echilibrată, în punctele P1 și P2 apar semnale identice. Dacă în P1 distorsiunea este mică sau zero, atunci în P2 are aceeași valoare.

Tensiunea de reacție, conectată la intrare prin R1—R4, îmbunătățește pronunțat caracteristicile întregului amplificator datorită clasei A de funcționare și calităților bune ale acestui tip de amplificator.

Curentul etajului de putere diferă de semnalul de comandă dacă la ieșire este conectată o sarcină. În acest caz, pe rezistența de urmărire R4 apare în plus o tensiune de eroare care duce la dezechilibrul punții. Tensiunea de eroare ajunge la intrarea amplificatorului în clasă A ca semnal de comandă, după care apare amplificată în punctul P1, în același timp și pe sarcină.

Semnalul din punctul P1 este distorsionat; distorsiunea este de aceeași formă, dar în antifază cu semnalul care a apărut din cauza funcționării necorespunzătoare a etajului dumper.

Etajul dumper, sub acțiunea acestui semnal distorsionat, este forțat să-și compenseze distorsiunile, cît este capabil, iar în continuare, în situațiile limită (la trecerea prin zero) se blochează. În această situație, la ieșire, numai etajul în clasă A debitează curent.

Dacă elementele punții sînt bine alese, puntea reacționează corect în toate stările de funcționare și forțează amplificatorul ca pentru fenomene tranzitorii de orice natură, semnalul de ieșire să aibă distorsiuni foarte mici. În final, caracteristicile sînt influențate de distorsiunile amplificatorului în clasă A și de dezechilibrul punții.

Considerînd utilizarea unei soluții „clasice", adică aplicarea reacției negative accentuate la un amplificator pentru care se dorește minimizarea distorsiunilor, vom obține rezultatul scontat prin prisma determinărilor clasice (figura 3). Analizînd cu metode de măsurare moderne sau pe bază de audiție amplificatorul cu reacție negativă accentuată, se vor evidenția o serie de probleme nerezolvate de soluția aplicată: „înecările", tulburarea tabloului sonor reprodus în cazul funcționării în regim greu, proasta comportare în regim tranzitoriu.

Accentuarea în continuare a reacției negative aduce probleme grave de compensare a fazei, chiar dacă se dispune de aparatură ultramodernă.

Deci, ca o concluzie, avantajul de bază al amplificatorului QUAD-405 este utilizarea unei reacții negative mici, pentru care se obțin o reducere însemnată a distorsiunilor și o foarte bună comportare în regim tranzitoriu, indiferent de originea tranzițiilor.

La realizarea practică a amplificatorului QUAD—405 s-au mai avut în vedere următoarele cerințe:

— impedanță de ieșire mică în toată banda audio;

— o stabilitate ridicată.

Pentru aceasta, caracteristica frecvenței de trecere a părții de amplificator inclus în bucla de reacție negativă trebuie să fie descrescătoare, dacă este posibil, pe mai multe decade, cu o singură constantă de timp. Această cerință este, practic, bine satisfăcută dacă amplificatorul în clasă A este transformat în integrator rapid prin schimbarea rezistenței R2 cu un condensator C8 = 120 pF (figura 4).

Puntea rămîne echilibrată în curent alternativ dacă R1 = 500 Ω, R3 = 47 Ω, iar R4 se înlocuiește cu o inductanță L = 3 μH (R1 x R3 x C = L).

Cazul limită este atunci cînd etajul dumper conduce un curent apreciabil (în primă aproximație rezistența lui se neglijează). În această situație, impedanța de ieșire a amplificatorului este R3 în paralel cu inductanța L, caz limită în care etajul dumper este blocat. În aceste condiții, cu puntea echilibrată, impedanța de ieșire este neschimbată: R3 în paralel cu L.

În lucrarea sa „CURRENT DUMPING AUDIO AMPLIFIER", P.J. Baxendall afirmă: „Orice sistem de amplificare care are tensiunea de ieșire, în gol, fără distorsiuni și are impedanța de ieșire independentă de sarcină, trebuie să funcționeze fără distorsiuni".

Descrierea amplificatorului (figura 4)

Amplificatorul în clasă A cu liniaritate ridicată este înglobat în schema amplificatorului.

Tranzistorul T2 este un amplificator cu emitorul la masă ce are ca sarcină generatorul de curent realizat cu tranzistorul T1.

T3 și T4 formează un etaj repetor pe emitor în configurație Darlington.

T7 este componenta de bază a unui etaj de putere; în colectorul lui

apare tensiunea de semnal avînd amplitudinea egală cu tensiunea de alimentare și distorsiuni foarte mici. Liniaritatea mai este corectată și prin stabilizarea tensiunii de alimentare a etajului cu ajutorul lui C10.

La niveluri mici ale semnalului util, sarcina etajului realizat cu T7 (care este și etajul pilot în accepțiunea clasică) este reprezentată de R38 = 47 Ω (un element al punții pe lîngă care se poate neglija impedanța sarcinii amplificatorului — difuzorul sau incinta acustică).

Tranzistoarele T8, T9 și T10 formează etajul amplificator în clasă B (dumper) cu simetrie cvasicomplementară.

Datorită funcționării în clasă B, în circuitul de bază al tranzistoarelor T8—T9 nu se regăsește sursa de tensiune (diode, circuit superdiodă etc.), caracteristică funcționării în clasă AB. Curentul de repaus al tranzistoarelor T9—T10 este zero, etajul final avînd o zonă moartă de aproximativ 1,2—1,5 V în apropierea trecerii prin zero.

Intrarea este executată cu un circuit integrat de tip A.O., pentru a se asigura următoarele cerințe:

— obținerea unei amplificări suficiente în tensiune;

— impedanță de intrare la valoare standard;

— limitarea puterii la valoarea impusă;

grat LM301A (prevăzută prin construcție). Aceasta limitează vîrful de curent debitat la cca 25 mA, prin tăierea vîrfului de semnal de ieșire.

Suma rezistențelor R9+R10+R11 este fixată în așa fel încît prin deconectarea lui R11, tensiunea de ieșire în gol a amplificatorului QUAD—405 să fie de aproximativ 32 Vef., iar prin conectarea lui R11, amplitudinea maximă de tensiune la ieșire de 20 Vef.

În acest fel, pe o sarcină Rs = 8 Ω se obțin, în primul caz 100 W, iar în al doilea caz 50 W putere nominală.

Protecția la scurtcircuit a amplificatorului QUAD—405 este realizată cu T5 și T6. În repaus, fără semnal și fără sarcină, T5 este blocat deoarece U_{EB} nu este suficientă pentru apariția unui curent de colector semnificativ. Datorită curentului prin R35—R26—R24—R27 apare o tensiune de deschidere de 0,2—0,3 V. Însă, cînd pe R35 apare o cădere de tensiune semnificativă (ca urmare a curentului care trece prin sarcină în prezența semnalului), tensiunea U_{EB} crește și peste o anumită valoare scurtcircuitează U_{EB} a lui T7.

La semnal de comandă mic, dar curent mare pe sarcină (scurtcircuit în bobina difuzorului) de aproximativ 3—4,5 A, intră în funcțiune protecția la scurtcirtcuit (figura 5).

Funcționarea protecției

În cazul cînd semnalul de comandă este normal și tensiunea de ieșire pe sarcină este foarte mare (de exemplu din cauza impedanței de sarcină neadecvate), la capătul inferior al rezistenței R27 apare un vîrf de tensiune negativă care, adunată cu tensiunea în repaus, limitează curentul la 2—2,2 A. Formarea caracteristicii de limitare favorabile este determinată de D3—D4. Valoarea exactă a limitării de curent este influențată mult de tensiunile de deschidere ale elementelor semiconductoare și de temperatură.

Cîștigul etajului realizat cu A.O. este determinat de valoarea raportului:

$$G_{AO} = \frac{R_6}{R_3} = 15$$

Condensatorul C4 introduce o reacție negativă ce nu are efect pentru frecvențe.

Tensiunea reziduală (în repaus) la ieșire este controlată de reacția negativă realizată pe linia R5—R4 de la ieșirea amplificatorului.

În curent continuu, amplificatorul QUAD—405 are amplificare unitară.

Tensiunea de offset la ieșire coincide cu valoarea acestui parametru pentru A.O. utilizat (pentru LM301A, U_{OFFSET} = ±7 mV; rezultă $U_{OFFSET\ Q405}$ = 0V±7 mV).

Amplificarea în tensiune și comportarea la semnale de înaltă frecvență a amplificatorului în clasă A sînt stabilite parțial de elementele punții:

— cu C8, amplificatorul în clasă A este transformat în integrator rapid; C8 face parte și din punte;

— R38 este alt element al punții;

— curentul de ieșire al etajului dumper este urmărit pe inductanța L2 = 3 μH ±5%, ce constituie al treilea element al punții;

— suma rezistențelor R20, R21, montate în paralel, constituie al patrulea element al punții. Raportul dintre suma R20, R21 și R16 determină cîștigul în tensiune al amplificatorului în clasă A la valoarea de 2,5, ceea ce asigură o liniaritate foarte bună. Pe aceeași cale (R20, R21, R16), la intrarea în amplificatorul în clasă A se aplică și o componentă de tensiune pentru compensația negativă datorată căderii de tensiune ce apare pe L2 în timpul funcționării etajului în clasă B (dumper).

Acest semnal de eroare trece prin amplificatorul în clasă A și apare la ieșire cu aceeași amplitudine, dar în fază opusă față de semnalul de eroare care se generează pe L2. La ieșire, pe sarcină, cele două componente de tensiune se însumează algebric. Semnalele care sosesc din R38 și de pe L2 sînt puternic distorsionate, dar identice și cu semn schimbat (imaginea în oglindă, unul a celuilalt). Deoarece semnalele de eroare se scad pe sarcină, semnalul reprodus este excelent, nedistorsionat și la un dezechilibru al punții. Funcționarea este influențată de:

— erorile amplificatorului în clasă A;

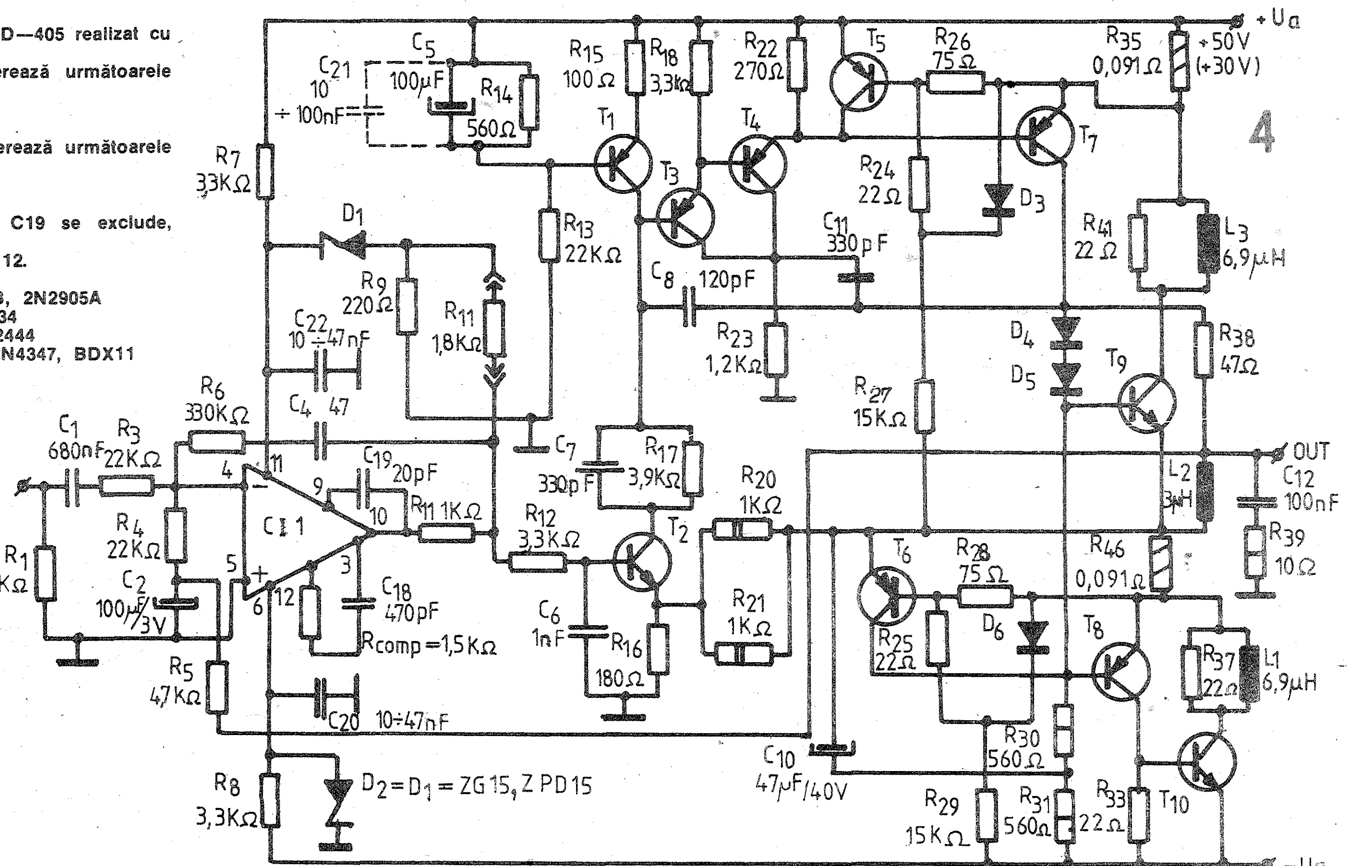
— dezechilibrul punții;

— distorsiunile A.O. (LM301A), care sînt independente de tehnica „current dumping". Conform soluției utilizate în acest amplificator (soluție brevetată), se obține o îmbunătățire substanțială a distorsiunilor (de aproximativ 26 dB).

Componentele R12—C6 împiedică o comandă prea rapidă a integratorului rapid obținut prin transformarea amplificatorului în casă A.

Astfel se limitează superior banda de trecere în cazul unui semnal mare (ce necesită un slew-rate foarte ridicat) și se împiedică apariția distorsiunilor tranzitorii datorită semnalelor de comandă mult prea rapide (metodă de reducere a distorsiunilor de intermodulație tranzitorii). Funcționarea amplificatorului în clasă A în fază corectă este controlată de C8, R17, C7 și C11. Efectul de deplasare a fazei care apare la conectarea etajului în clasă B (dumper) este compensat de circuitele L3, R41 și L1, R37, care au un factor de calitate redus.

Alimentarea amplificatorului se face de la o sursă nestabilizată, cu rezultate foarte bune. Folosind componente autohtone (cu tensiuni de lucru mici), tensiunea de alimentare



Schema amplificatorului QUAD—405 realizat cu componente autohtone
Pentru CI = βA709 se operează următoarele modificări:
R9 = 0Ω (se ștrapează);
R11 — nu se montează.
Pentru CI = βM301A se operează următoarele modificări:
R9 = 220 Ω;
R10 = R11 = 1,8 kΩ;
În rețeaua de compensare C19 se exclude, Rcomp se exclude,
C18 = 30 pF între pinii 3 și 12.
D3, D4, D5, D6 = 1N914
T1, T3, T4, T5, T6 = BC177B, 2N2905A
T2 = BC107B, 2N2219A, BFY34
T7, T8 = BD240, BD242, BD2444
T9, T10 = 2N3055, 2N3442, 2N4347, BDX11

— minimalizarea tensiunii de offset și a driftului la ieșirea amplificatorului.

Alimentarea A.O. este asigurată cu două divizoare de tensiune și două diode Zener. „Talpa" diodei, deci ramura pozitivă, este puțin ridicată față de masă (curentul ce trece prin R9, de cîțiva miliamperi, produce o cădere de tensiune de 1,5—2 V). Deoarece și baza lui T2 este la aproximativ același potențial pozitiv, ieșirea A.O. și anodul lui D1 sînt puncte echipotențiale, astfel că R11 poate fi scoasă sau introdusă în montaj fără salt de tensiune continuă.

Dacă deconectăm R11, A.O. debitează tensiunea de amplitudine maximă.

Cu R11 conectat, se constată că:

— în repaus nu se modifică parametrii în curent continuu ai amplificatorului, deoarece anodul lui D2 și baza lui T2 sînt puncte echipotențiale;

— la apariția unui semnal de comandă mare, pe sarcina de la ieșirea A.O. apare un curent care declanșează protecția circuitului inte-

Protecția la ieșire este similară și pe ramura lui T6—T8. Diodele D4 și D5 introduc o mică diferență de potențial; în consecință, numai T9 și T10 lucrează în clasă B, deoarece o cincime din curentul de colector al tranzistorului T7 circulă spre linia de alimentare negativă prin R38—L2—R36—T8—R33, ceea ce determină funcționarea lui T8 în clasă A.

În amplificator, mai multe bucle de reacție și circuite de corecție a fazei stabilesc amplificarea etajelor și cea totală, ca și banda de trecere a amplificatorului.

maximă permisă (pentru siguranță) este de ±30 V, puterea debitată coborînd la circa 40 W pe o sarcină de 8 Ω (la 4 Ω se acționează protecția). La scăderea tensiunii de alimentare la ±25 V, funcționarea este încă bună, dar pentru valori mai mici, distorsiunile cresc brusc (amplificatorul nu are structura de amplificator operațional).

Modificările executate în timp au vizat introducerea de circuite de protecție noi, cu semiconductoare de comutație, care să ajute protecția (cu T5 și T6) în cazul tensiunilor de ieșire cu variație foarte rapidă și amplitudine mare.

Amplificatorul nu este sensibil la tipul semiconductoarelor utilizate, însă s-au putut trage următoarele concluzii:

— apare tendința de autooscilație dacă T9 și T10 sînt tranzistoare prea rapide;

(CONTINUARE ÎN PAG. 20—21)

DIVERTISMENT

Mă numesc Doru Dobrițoiu, sînt de profesie subinginer minier și am ca pasiune în timpul liber construcția de montaje electronice.

Propun constructorilor amatori de divertisment, realizarea montajului alăturat, care oferă — pe lîngă satisfacția unor efecte luminoase interesante — și familiarizarea cu circuitele logice TTL.

Personal am conceput și realizat acest montaj, care funcționează cu rezultate foarte bune. În funcție de preferințe, poate fi construit în una din următoarele variante: „lumină dinamică" cu 16 canale pentru discotecă sau pomul de iarnă, „miniruletă" și „fotbal electronic".

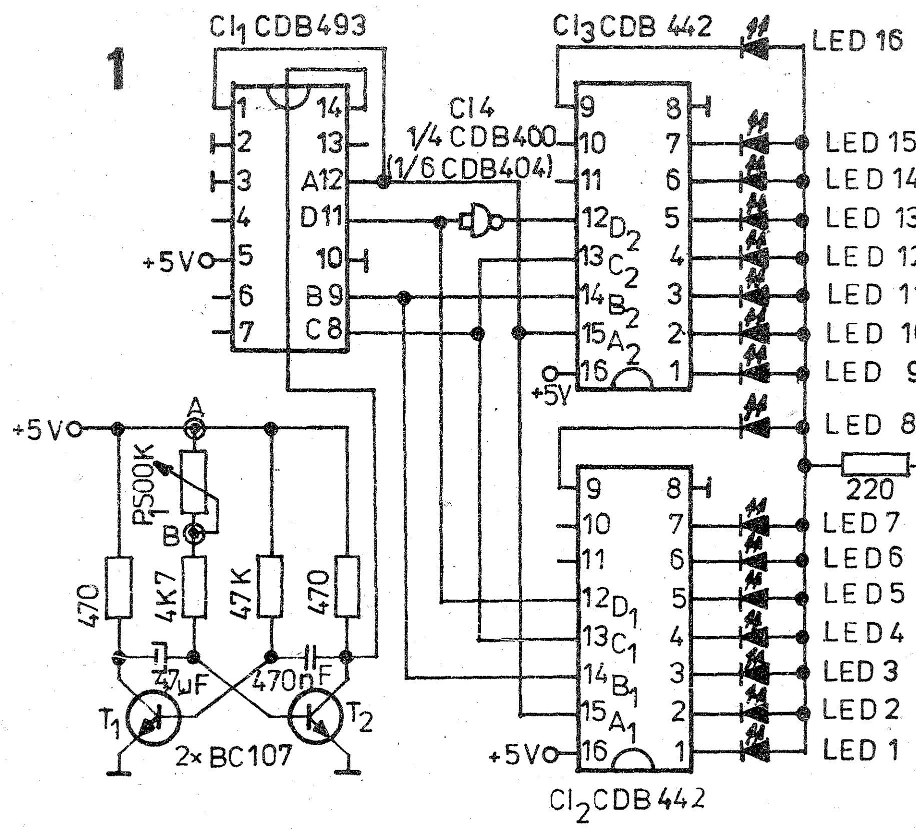
Schema de bază (fig. 1) este constituită dintr-un generator de tact realizat cu T1, T2 și piesele aferente, un numărător divizor prin 16 (CI1—CDB493), un decodor 1 din 16, realizat cu două decodoare CDB442, la fiecare ieșire fiind conectat cîte un LED. Frecvența impulsurilor furnizate de generatorul de tact poate fi reglată cu ajutorul potențiometrului de 500 kΩ, liniar.

Pentru funcționarea în modul de miniruletă, potențiometrul va fi înlocuit cu montajul din figura 2, care realizează impresia unei deplasări încetinite pînă la oprire, iar pentru fotbal se înlocuiește cu montajul din figura 3.

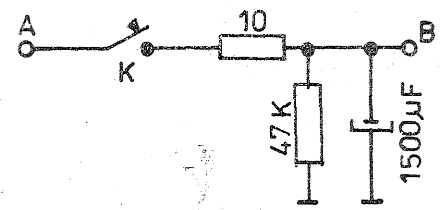
O posibilă aranjare a LED-urilor este prezentată în figura 4. Dacă se dorește utilizarea unor becuri de putere, fiecare LED se înlocuiește cu montajul din figura 5, unde baza lui T3 se conectează la cîte o ieșire a decodificatorului. Piesele utilizate sînt de producție autohtonă, iar realizarea montajului nu pune probleme deosebite.

Alimentarea se face de la o sursă stabilizată de 5 V sau de la o baterie de 4,5 V.

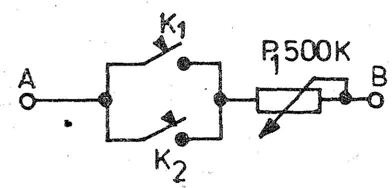
1



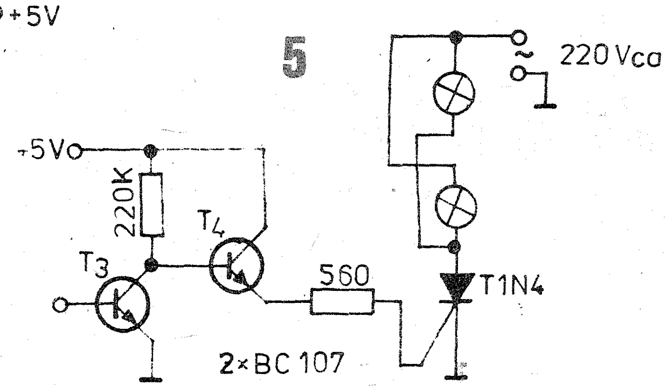
2



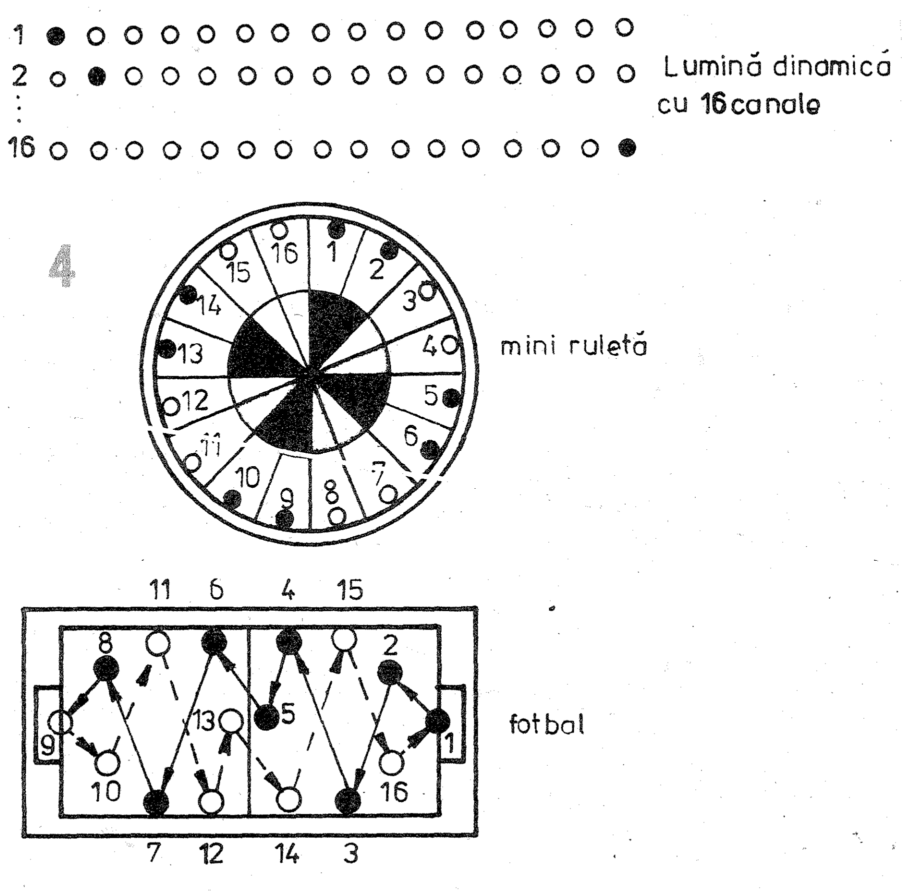
3



5



4



TIBERIU POP, Cluj-Napoca

INTERFON CU APEL

Am realizat acest montaj care funcționează de mult timp cu rezultate excelente.

Schema reprezintă un post de interfon, deci trebuie executate două exemplare pentru două încăperi, legate între ele cu un cablu bifilar subțire de lungimea necesară.

În schemă este prezentat un amplificator cu trei tranzistoare. Tranzistorul T1 trebuie să fie cu zgomot mic și cu factor beta mare, de tipurile BC107...109, BC147...149, npn. Tranzistorul T2, pnp, este de tip BC177...179, BC212...214 sau echivalent. Tranzistorul T3 este de tipul 2N2219.

Condensatoarele C1 și C2 sînt electrolitice, de voltaj redus.

Difuzorul poate fi unul de 8 Ω, de 0,25 W sau de radioficare. În acest ultim caz se pot folosi și cutiile difuzoarelor de radioficare, transformatorul de cuplaj nefiind necesar. Difuzorul este folosit ca microfon la „emisie", comutatorul K (de 2x3 poziții) fiind apăsat, respectiv ca difuzor la „recepția" corespondentului.

Tonul și volumul audiției se reglează cu R6.

Cu K apăsat și cu butonul B apăsat, se realizează apelul corespondentului cu un ton de cca 1 000 Hz, de valoarea condensatorului C4 depinzînd înălțimea frecvenței de apel.

Montajul (un post) consumă energie numai cînd se „emite"; la recepție, consumul se face din bateriile corespondentului.

La alimentare se pot folosi cîte două baterii R6 sau cîte o baterie plată de 4,5 V per montaj (în total, deci, patru bucăți R6 sau două de 4,5 V, tip 3R12).

BENZI MAGNETICE VIDEO

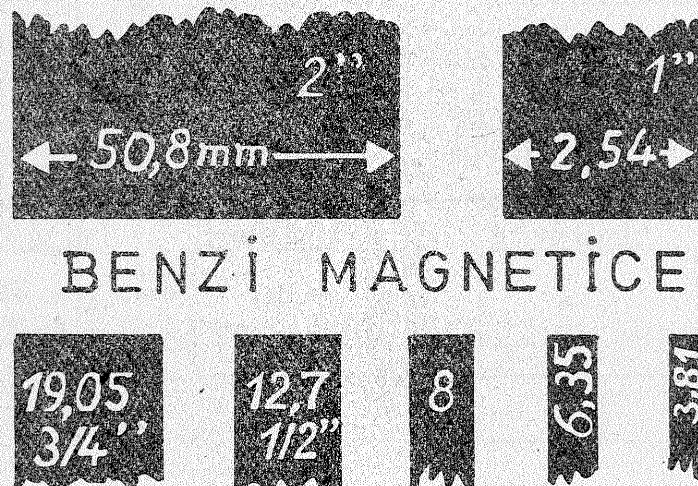
GEORGE D. OPRESCU

Înregistrarea imaginilor video monocrome sau în culori pe un suport magnetic nu a fost posibilă decît prin modificarea dispoziției clasice a magnetofonului folosit doar pentru imprimarea de audiofrecvență. Astfel, dacă au rămas la locul lor, oarecum, motorul de antrenare a benzii, cabestanul, rola de presiune, ghidajele, rola debitoare și cea acceptoare, capetele video au trebuit să devină rotative, fixate pe un tambur, înscriind o succesiune de piste oblice pe suprafața benzii rulată cu viteză constantă.

Banda folosită inițial, la primele magnetoscoape, a fost de lățime foarte mare, de 2 țoli. În figură sînt arătate lățimile uzuale ale benzilor folosite la imprimări video și audio. Aceste dimensiuni sînt folosite și în prezent la o multitudine de aparate de construcție industrială. Astfel, videomagnetofoanele de studio, de tip profesional, foarte performante, folosesc exclusiv banda cu lățime de 2 țoli. Banda de 1 țol rămîne pe locul doi în unele aparate profesionale mai recente și este foarte mult folosită în aparatajul semiprofesional. Tot în aparatajul semiprofesional este utilizată banda cu lățimea de 3/4 țoli, de obicei montată în casete. Tot în casete, sau în rolă deschisă, banda de jumătate de țol este folosită cel mai mult în construcțiile de aparataj semiprofesional și de casă, pentru amatori. Numai un mic număr de aparate folosesc dimensiuni mai mici. Astfel, formatul de 8 mm montat în casete se folosește pentru sistemul de înregistrare multipistă, longitudinal. Banda de lățime standardizată, de sfert de țol, care se utilizează și în magnetofoanele obișnuite, își găsește utilizarea și în unele magnetoscoape pentru reportaj sau pentru amatori. În sfîrșit, banda foarte îngustă, folosită în casetele audio, a fost prezentată în stadiu experimental în unele construcții care își propun folosirea casetelor audio pentru imprimări video; dar soluția nu oferă imagini de calitate. Există, de asemenea și alte formate de benzi magnetice perforate, de 72 mm, 35 mm, 17,5 mm, 16 mm și 8 mm, pentru care s-a încercat în trecut să se construiască aparataj profesional video; dar au fost lăsate pînă la urmă tot la dispoziția studiourilor cinematografice, care le folosesc pentru imprimările sincrone de sunet.

Benzile video sînt totdeauna realizate la cel mai bun nivel de calitate, atît din punct de vedere mecanic, cît și al uniformității și adeziunii stratului magnetic. Inițial s-au folosit pentru suport acetatul de celuloză și oxidul gamma de fier. Foarte curînd, prin anii '70 s-a trecut la suportul de mylar și stratul de dioxid de crom, cu granulație deosebit de fină. Prețul unor asemenea benzi, ținînd seama de lărgimea și calitatea lor, a fost inițial foarte mare. De aceea s-a lucrat foarte mult atît în direcția îmbunătățirii tehnologiei de producție, cît și la reducerea vitezei de rulare a benzii, ajungîndu-se în cîțiva ani la rezultate spectaculoase, care au făcut accesibilă banda video, mai ales cea montată în casete, pentru că, altfel, domeniul imprimărilor video ar fi rămas un lux rezervat doar studiourilor mari de televiziune. Nici nu ar fi putut fi vorba de a păstra imprimări video, ci, din cauza prețului ridicat, ar fi trebuit să se folosească un număr foarte redus de role, care imediat după imprimare să fie vizualizate și apoi șterse pentru altă imprimare.

Un fel de patefon fără plăci... primele videomagnetofoane de studio, cu bandă de 2 țoli, aveau viteza de deplasare a benzii de 38 cm/s, viteză păstrată și azi. Variante mai moderne folosesc viteza de 19 cm/s la aceeași lățime a benzii, în sistem quadruplex, prin folosirea unei benzi cu granulație ultrafină, de înalt nivel. Magnetoscoapele cu bandă avînd lățimea de un țol, semiprofesionale, folosesc viteza de 17,25 cm/s. Construcțiile mai vechi care folosesc bandă în rolă deschisă, de jumătate de țol, utilizează o viteză în jurul a 16 cm/s. În sistemul recent VCR, viteza a fost redusă la 6,56 cm/s. Sistemul nipon NHK are viteza de antrenare a benzii de 9,5 cm/s. Sisteme mai recente au coborît viteza la 4,75; 3,9; chiar 2,38 cm/s.

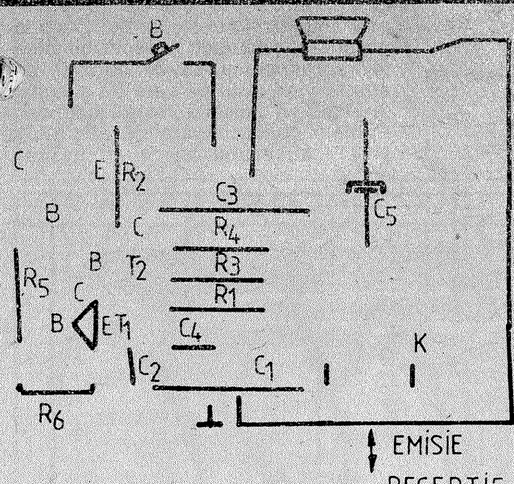


Pentru obținerea unei calități bune, s-a mers și pe linia reducerii grosimii benzii, inițial de circa 40 microni, pînă la 35, 28, 25, 18 și chiar 12 microni. Datorită subțierii benzii, aceasta a putut să fie pusă în cantitate mult mai mare fie pe role, fie pe casete, fapt care a permis prelungirea spectaculoasă a duratei imprimărilor video la foarte multe ore, fără întrerupere, fapt datorat de asemenea și reducerii vitezei de transport a benzii și chiar reducerii lățimii pistelor video, de la 0,25 mm inițial, la mai puțin de 50 microni, reducîndu-se foarte mult și distanța dintre piste prin îmbunătățirea tehnologiei de fabricație a capetelor.

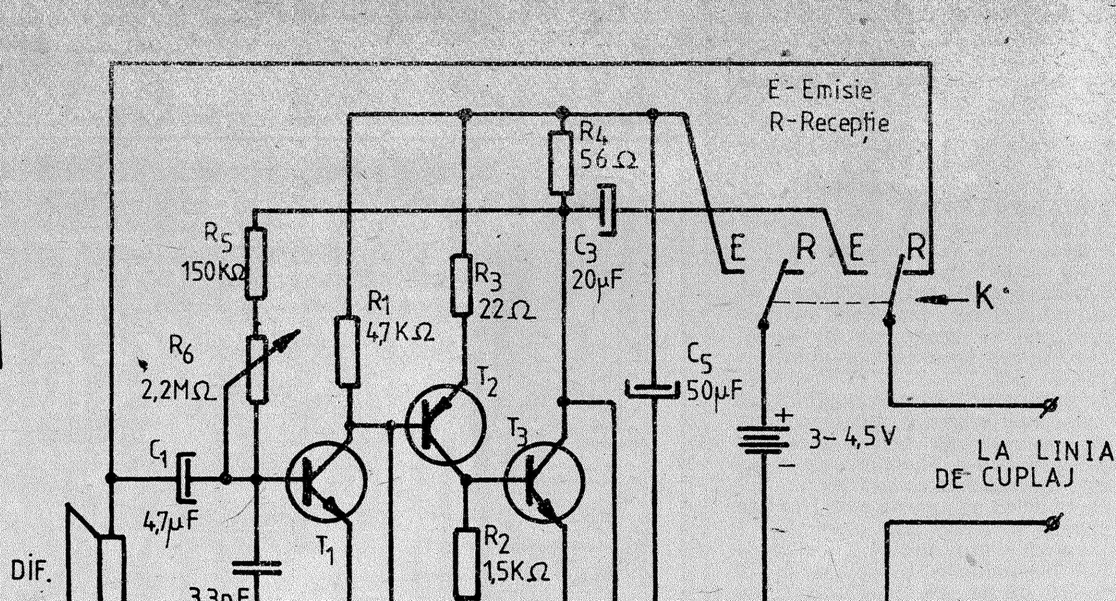
Bineînțeles, toate aceste modificări au cerut o complicare a servomecanismului videomagnetofoanelor; dar precizia obținută și rezultatele foarte bune au justificat pe deplin o complicare aducătoare de rezultate optime.

Benzile video recente au stratul magnetic constituit din dioxid de crom amestecat cu oxid de cobalt. Rezultate și mai bune se obțin cu benzi care au stratul magnetic din fier pur; dar tehnologia nu este încă bine pusă la punct și, în afară de faptul că fierul pur se tocește foarte ușor, fapt care reduce mult posibilitatea de a rula o bandă de multe ori și de a o folosi timp îndelungat, se pare că benzile cu fier pur se aprind spontan, distrugînd nu numai caseta respectivă, ci chiar magnetoscopul. Acest fapt nu se poate întîmpla cu alte benzi, de exemplu benzile recente denumite Beridox, cu dopaj de oxid de beriliu, care au nivel foarte mare, aproape dublu, raport semnal/zgomot excelent, dar cer ca magnetoscopul să fie reglat special pentru folosirea acestui tip de bandă.

Se poate considera fără a greși că actualmente, aparatele realizate pentru folosința amatorilor nu diferă prea mult în calitate față de magnetoscoapele profesionale de acum cîțiva ani, bineînțeles și cu o manipulare deosebit de simplă, pe care o poate face și un copil, pentru a nu pune la socoteală aparatajul modern, controlat de microprocesor, care realizează automat o serie de operații care rămîn „invizibile" pentru utilizator. Or, fără îmbunătățirea calității benzilor, care a progresat în același timp cu celelalte optimizări, nu s-ar fi putut obține durate de ore în șir de imagini și sunet de calitate, precum și stocarea unor programe video, timp de mulți ani de zile, fără știrbirea calității înregistrărilor care rămîn la fel de bune, ca atunci cînd au fost înregistrate.

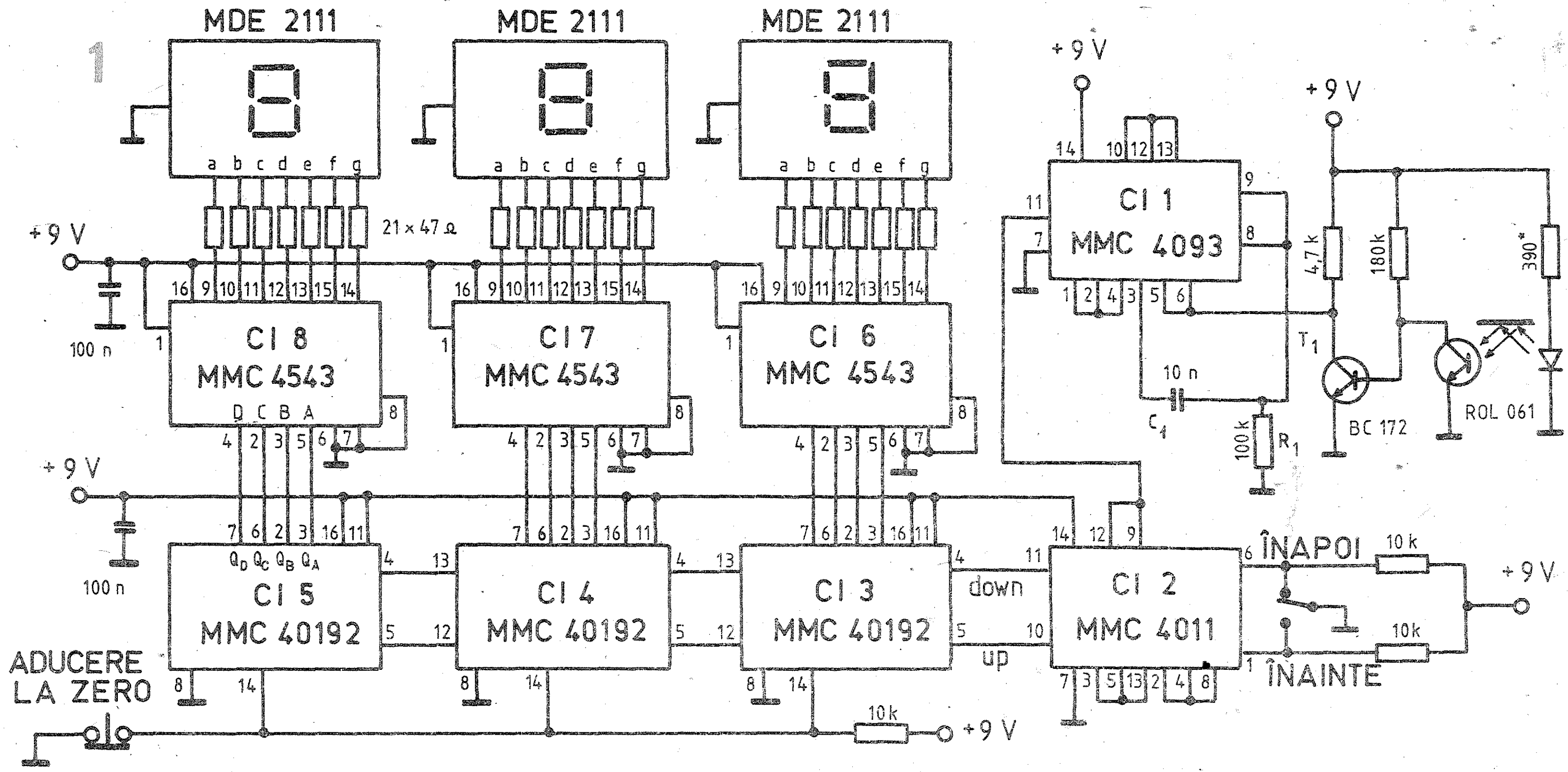


SCARA 1:1



CONTOR ELECTRONIC pentru CASETOFON

ALEXANDRU COTTA, GH. BĂLUȚĂ



AMPLIFICATORUL QUAD-405

(URMARE DIN PAG. 17)

— corespund foarte bine pentru T9 și T10 „bătrînele“ tranzistoare 2N3055;

— T7 și T8 se înlocuiesc fără probleme cu tranzistoare din seria BD (cu condiția U_{CE}>60 V);

— tranzistoarele BC107B și BC177B dau rezultate bune;

— dacă la data apariției amplificatorului, AO—LM301 nu era ușor de procurat, în prezent el este în producție curentă și la noi în țară. S-au făcut, în timp, înlocuiri cu rezultate foarte bune cu βA709 și chiar cu βA741.

AO—741 nu corespunde la frecvențe ce depășesc 10 kHz, datorită scăderii amplificării și distorsiunilor grosolane.

La trecerea pe componente autohtone și pentru Ua = ±30 V, se operează următoarele modificări:

R7, R8 = 1,8 kΩ;
R27, R29 = 9,1 kΩ;
R11 — nu se montează;
R9 — se ștrapează.

Dacă se utilizează βA709, care nu are o funcționare propice la semnale mari, pentru puteri de 30—40 W, distorsiunile cresc ușor în domeniul 15—20 kHz.

Pentru funcționare în gol, cu U_{iesire} = U_a, s-au observat ușoare creșteri ale distorsiunilor pentru armonica a-II-a și a-III-a. Funcționarea în gol este reprezentată concret de funcționarea avînd ca sarcină căști HI-FI de impedanță medie sau mare.

Introducînd o sarcină artificială de 5 Ω, distorsiunile au ajuns de la -70 ÷ -75 dB la -68 ÷ -73 dB și au apărut armonici superioare (a-IV-a și a-V-a) la un nivel de -80 ÷ -90 dB.

În intervalul 15—20 kHz, distorsiunile au ajuns, prin însumare matematică a componentelor, la o valoare totală de 0,1%.

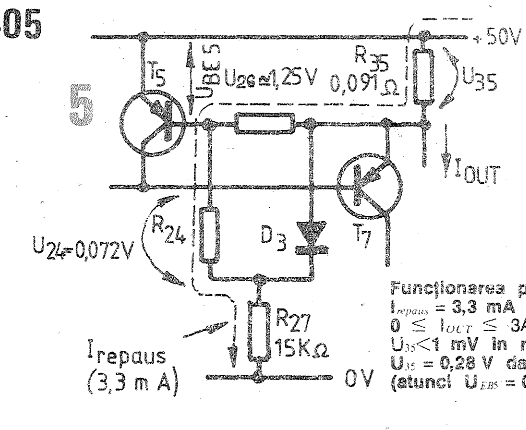
Cei care dispun de acces la aparatura de măsură și control corespunzătoare pot încerca acordarea fină a inductanței L2 cu miez de cupru sau fier pentru echilibrarea perfectă a punții, ceea ce determină o scădere a distorsiunilor la capătul superior al benzii cu 3—4 dB pentru fiecare componentă.

În cazul în care generatorul de curent echipat cu T1 intră în autooscilație, se introduce în paralel pe C5 un condensator ceramic C21.

Se va prefera respectarea circuitului imprimat original, care este montat pe un cornier de aluminiu fixat pe radiatorul tranzistoarelor finale.

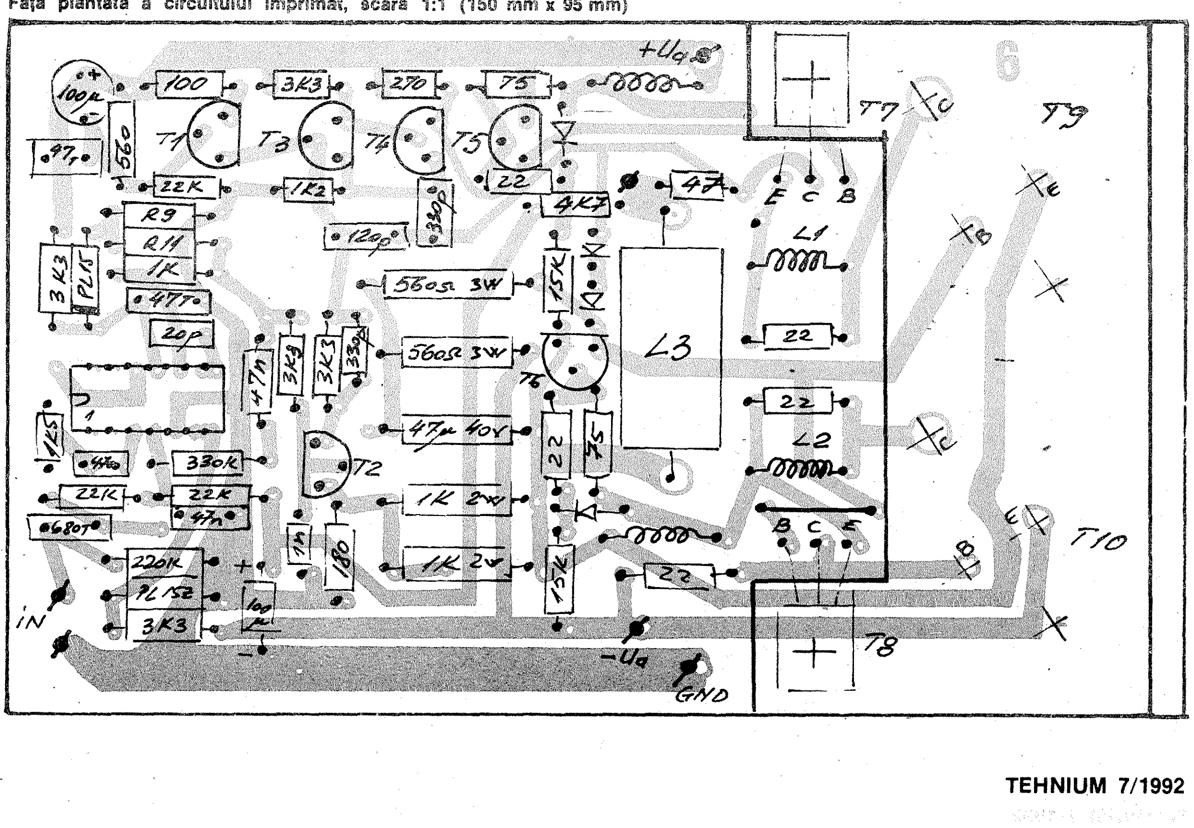
Considerații generale.

Amplificatorul QUAD—405 a reprezentat un pas înainte în concepția amplificatoarelor audio. Dacă la acest fapt adăugăm și accesibilitatea la reproducerea sa în condiții de amator, interesul pe care l-a suscitat și încă îl suscită este justificat. Firmele constructoare de aparatură HI—FI au căutat an de an găsirea



Funcționarea protecției
I_{repaus} = 3,3 mA
0 ≤ I_{OUT} ≤ 3A
U_{35}<1 mV în repaus
U_{35} = 0,28 V dacă I_{OUT} = 3 A
(atunci U_{EB5} = 0,6 V și blochează T7)

Fața plantată a circuitului imprimat, scara 1:1 (150 mm x 95 mm)



Utilizarea unui casetofon ca unitate de memorie pentru un „home computer" este dificilă în absența unui contor de bandă care să permită găsirea rapidă a programelor înregistrate.

În materialul de față prezentăm un contor electronic care poate fi adaptat oricărui casetofon la care există posibilitatea montării unui senzor optoelectronic în apropierea suprafeței laterale a rolei de antrenare a tamburului debitor de bandă. Montajul electronic și alimentatorul său se amplasează tot în cutia casetofonului, dacă există loc (de exemplu, casetofonul deck pentru calculator, tip CA 4 000, fabricat de „Electronica Industrială") sau într-o cutie separată, atașată casetofonului.

Senzorul optoelectronic constă dintr-un LED cu emisie în infraroșu și un fototranzistor cu siliciu, ambele de format miniatură, procurabile prin demontarea unui optocuplor ROL061. Cele două componente se fixează în apropierea rolei debitoare, printr-o soluție pe care o va găsi constructorul amator în funcție de alcătuirea sistemului mecanic al casetofonului. Atît LED-ul cît și fototranzistorul trebuie să „privească" suprafața laterală a rolei, pe care se lipesc un sector de hîrtie albă (reflectant) și unul de hîrtie neagră (nereflectant). Prin rotirea rolei, la fiecare tură, fototranzistorul primește un impuls luminos, urmat de o pauză — nu neapărat egale ca durată.

Schema (fig. 1) conține un tranzistor ce amplifică impulsurile electrice furnizate de fototranzistor. Un inversor cu trigger-Schmitt la intrare (poarta NAND din CI1) formează aceste impulsuri, conferindu-le o amplitudine constantă și fronturi abrupte. De la ieșirea 4 a porții, impulsurile sînt aplicate unui alt inversor, iar ieșirea 3 a acestuia aplică pulsurile unui circuit de diferențiere (C1—R1). Circuitul furnizează impulsuri pozitive cu durată constantă la fiecare trecere din 0 în 1 a ieșirii 3. După trecerea prin alte două inversoare, pulsurile recapătă fronturile abrupte și, de la ieșirea 11, sînt aplicate circuitului CI2, pe intrările a două porți NAND, care le trimit spre una din intrările 5 (clock-up, pentru numărare directă) sau 4 (clock-down, pentru numărare inversă) ale lanțului de numărătoare MMC40192. Dirijarea impulsurilor spre una sau alta din intrări se face în funcție de starea unui circuit basculant tip RS, realizat cu două porți NAND din CI2. Starea basculantului este dictată, la rîndul său, de poziția comutatorului „înainte-înapoi". Acesta este un microswitch acționat pe poziția „înapoi" de către tasta „Rapid înapoi" a casetofonului.

La introducerea casetei se apasă manual butonul „Aducere la zero", care resetează numărătoarele.

Alimentarea cu 9 V/0,25 A este asigurată dintr-un redresor separat de cel al casetofonului, pentru a nu-l supraîncărca pe cel din urmă.

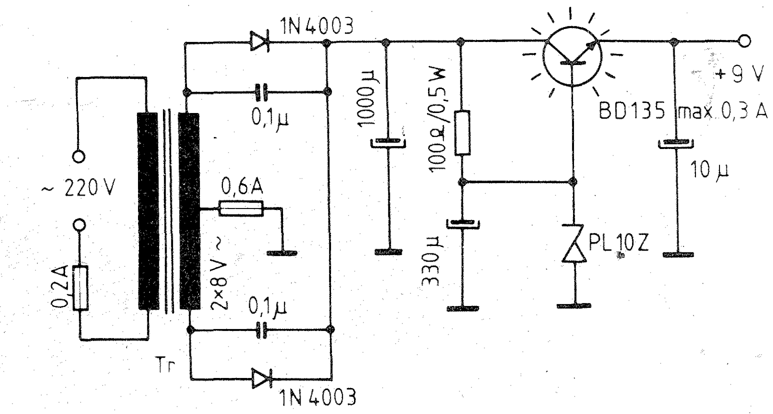
În figura 2 este dată schema folosită de autori.

La punerea în funcțiune, reglajul critic este al poziției LED-ului și fototranzistorului față de sectorul reflectant de pe rolă. Prin ajustarea distanței și înclinării față de rolă și, eventual, mărirea rezistenței notate cu asterisc, se urmărește obținerea unor impulsuri nete în colectorul lui T1 la rotirea rolei. Testul se face la lumină ambiantă redusă, pentru a nu influența sensibil montajul.

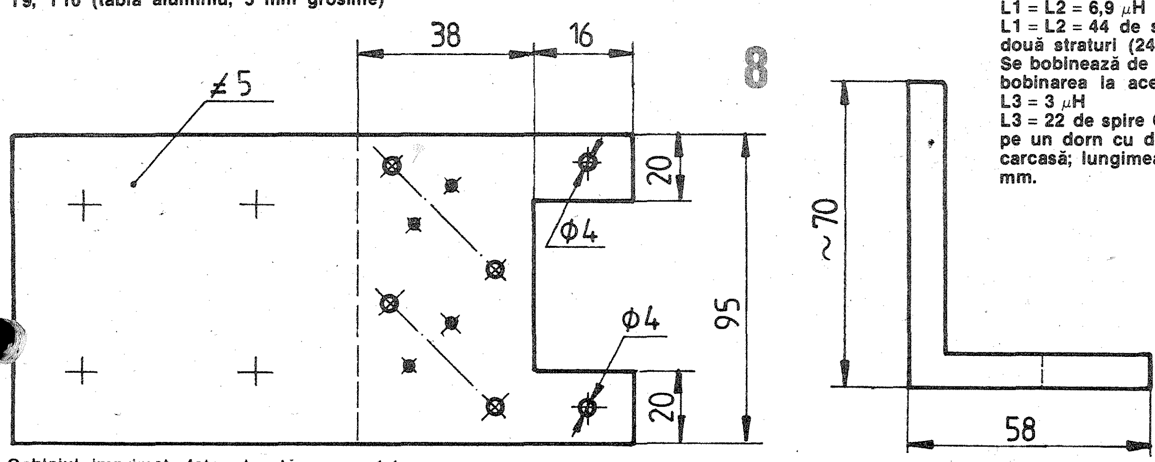
Pe un voltmetru sau osciloscop, legate între colectorul lui T1 și masă, se urmărește ca tensiunea să varieze între cel mult 1 V cînd fototranzistorul nu este iluminat (sector negru) și cel puțin 8 V pentru situația cînd primește lumină prin reflexie pe sectorul alb.

Pentru o bandă cu durata de 30 de minute/pistă, numărul maxim de rotații înregistrat de contor este de 600—900, în funcție de diametrul rolei (tipul casetofonului), iar precizia asigurată de ±1 digit, satisfăcătoare pentru scopul propus.

2

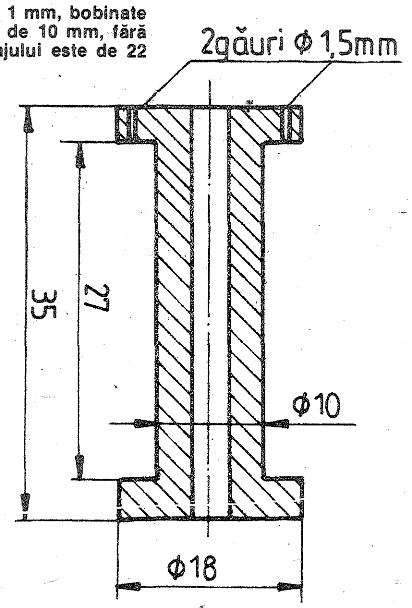


Radiatorul pentru tranzistoarele T7, T8, T9, T10 (tablă aluminiu, 5 mm grosime)

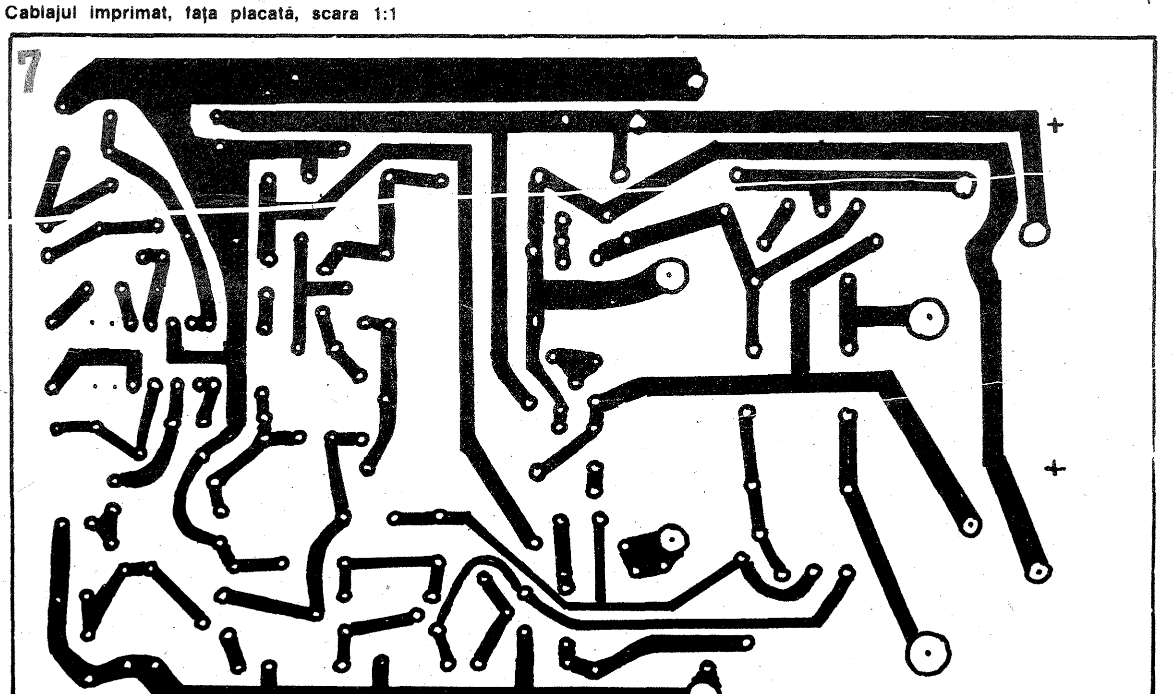


Construcția bobinelor
L1 = L2 = 6,9 μH
L1 = L2 = 44 de spire CuEm ⌀ 1 mm, în două straturi (24 de spire + 20 de spire)
Se bobinează de la un capăt și se termină bobinarea la același capăt.
L3 = 3 μH
L3 = 22 de spire CuEm ⌀ 1 mm, bobinate pe un dorn cu diametrul de 10 mm, fără carcasă; lungimea bobinajului este de 22 mm.

9



Cablajul imprimat, fața placată, scara 1:1



unor soluții pentru îmbunătățirea performanțelor amplificatoarelor. Unele soluții sînt mai mult sau mai puțin asemănătoare celei utilizate în QUAD-405, dar toate urmăresc același scop. Vom menționa:

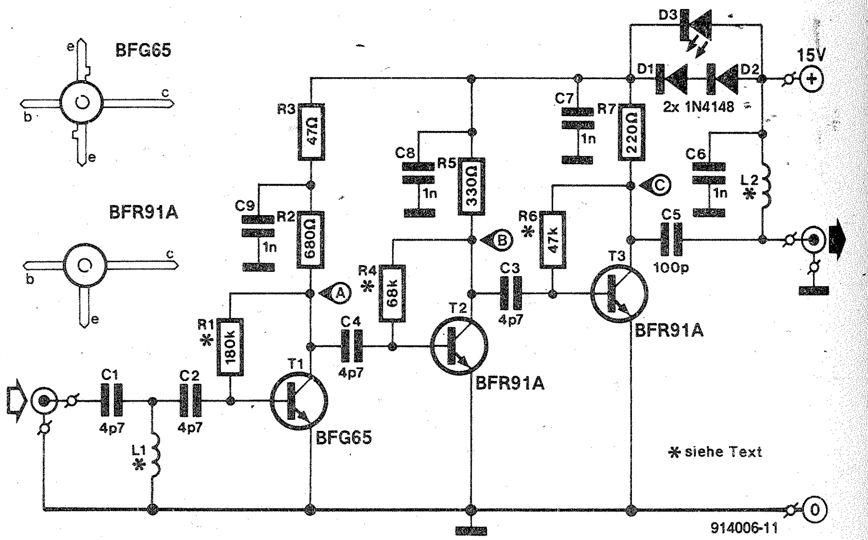
— amplificatoarele în clasa AA sistem VC4, produse de firma TEHNICS (Japonia);

— sistemul AKAI — ZERO DRIVE, montat pe unele amplificatoare ale firmei AKAI (Japonia), sistem prezentat în paginile revistei noastre;

— sistemele SLL (SUPER LEGATO LINEAR) și STD (SPONTANEOUS TWIN DRIVE), montate pe unele amplificatoare SONY (Japonia) etc.

Căutările în acest domeniu nu sînt încheiate, cursa spre perfecțiunea reproducerii sonore rămînînd în actualitate.

AMPLIFICATOR UHF



Acest amplificator de bandă largă asigură un cîștig de 40 dB la 400 MHz și de 20 dB la 800 MHz.

Primul etaj de amplificare este un BFG65 dar se poate monta și un 2SC3358.

Bobina L1 are două spire, iar L2 are 20 de spire ambele cu diametrul de 3 mm și construite din sîrmă de cupru cu diametrul de 0,5 mm. Montajul se recomandă ca amplificator de antenă TV pentru benzile 4 și 5.

Elektor, 7—8/1991

FILTRU

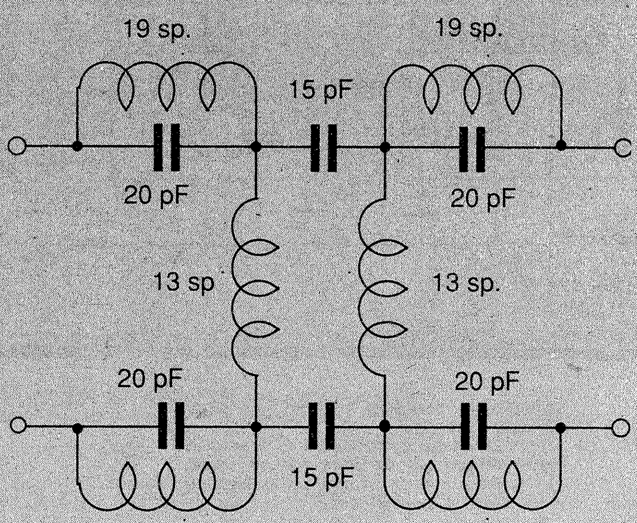


Fig. 10 a

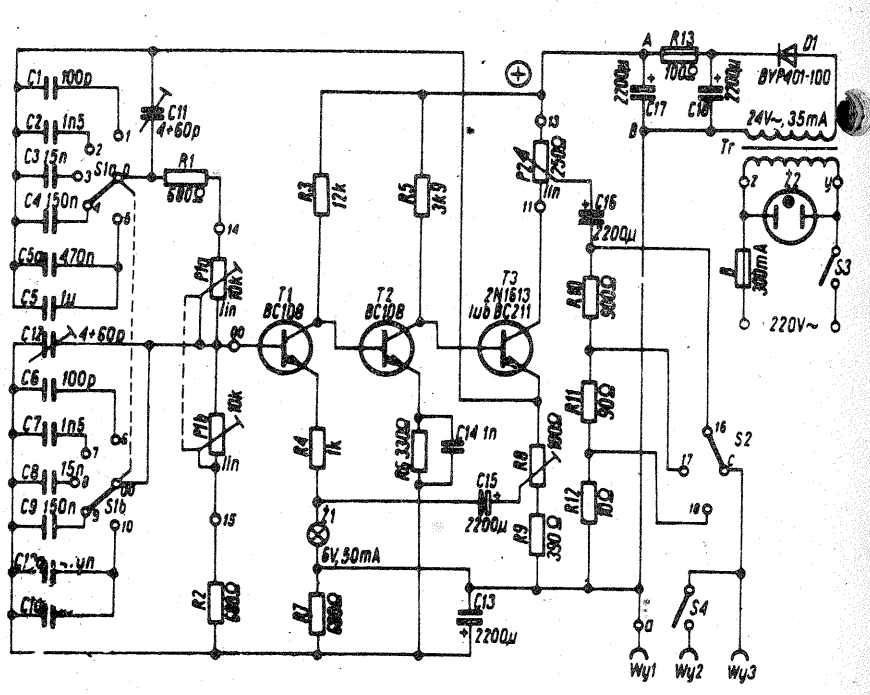
Mulți telespectatori resimt prezența nedorită a unor paraziți electrici peste programul TV. Acești paraziți sînt în general produși de unele instalații industriale și chiar armonici ale unor emițătoare (în majoritate emisiuni ale radioamatorilor).

Filtrul prezentat, de tipul trece-sus, se montează la intrarea televizorului permițînd acestuia să primească numai semnalele din canalele TV.

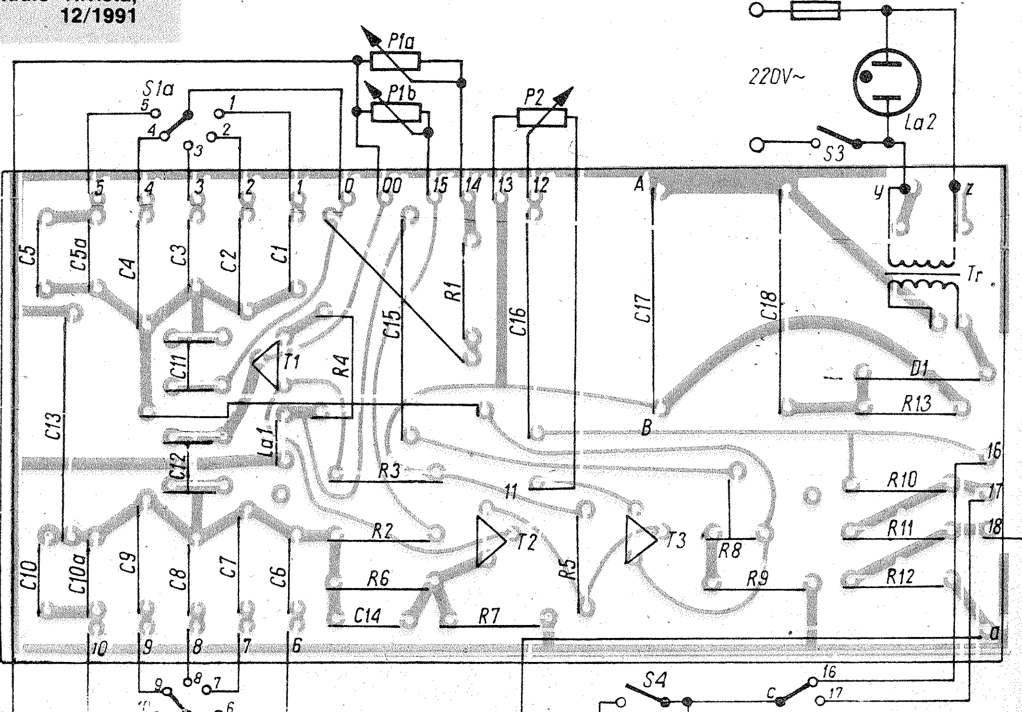
Bobinele se construiesc din sîrmă de CuEm 0,6, diametrul lor fiind de 6 mm.

Bobinele extreme (19 spire) se pot bobina chiar pe carcasele condensatoarelor de 20 pF, dacă acestea sînt cilindrice.

Radio Rivista, 12/1991



GENERATOR RC



Montajul permite generarea semnalelor într-un spectru foarte larg de frecvențe, respectiv între 10 Hz și 1 MHz, împărțit în 5 game și anume: 10—100 Hz, 100—1 000 Hz, 1—10 kHz, 10—100 kHz, 0,1—1 MHz.

Schimbarea gamei de frecvență se face prin schimbarea condensatorului, acordul fin în gamă realizîndu-se din potențiometrul dublu 2x10 kΩ, cu variație liniară a rezistenței.

Stabilizarea amplitudinii semnalului este dictată de becul 6 V/50 mA montat în emitorul primului tranzistor.

La ieșire se pot obține semnale cu trei niveluri, respectiv 2 V, 0,2 V și 0,02 V, ce se culeg din rezistoarele R10, R11 și R12.

Radioelektronik, 8/1991

(URMARE DIN Nr. TRECUT)

ADMITEREA VEHICULELOR PENTRU ÎNMATRICULARE

Dr. ing. MIHAI STRATULAT

La cele arătate trebuie să se adauge că, în cazul combinațiilor de vehicule al căror număr total de axe depășește cifra 5, masa maximă totală admisă este de 40 t.

Pentru motociclete, reglementările precizează că masa maximă autorizată repartizată pe roata atașului nu trebuie să fie mai mare de 60% din masa totală a vehiculului, iar în cazul remorcii, aceasta nu poate avea o masă totală care să depășească 50% din masa totală a motocicletei.

La măsurarea maselor totale ale vehiculelor, ca și a maselor repartizate pe punți, este obligatorie respectarea condițiilor precizate în STAS 6926/2 din 1986.

Și pentru mase, actualele normative admit abateri din aceleași motive menționate la dimensiunile de gabarit. Astfel, pentru puntea simplă se admit abateri de pînă la 100 kg, pentru tandem — 200 kg, pentru tridem — 300 kg, pentru combinații de vehicule cu 4 și 5 axe — 500 kg și pentru cele cu mai mult de 5 axe — 600 kg.

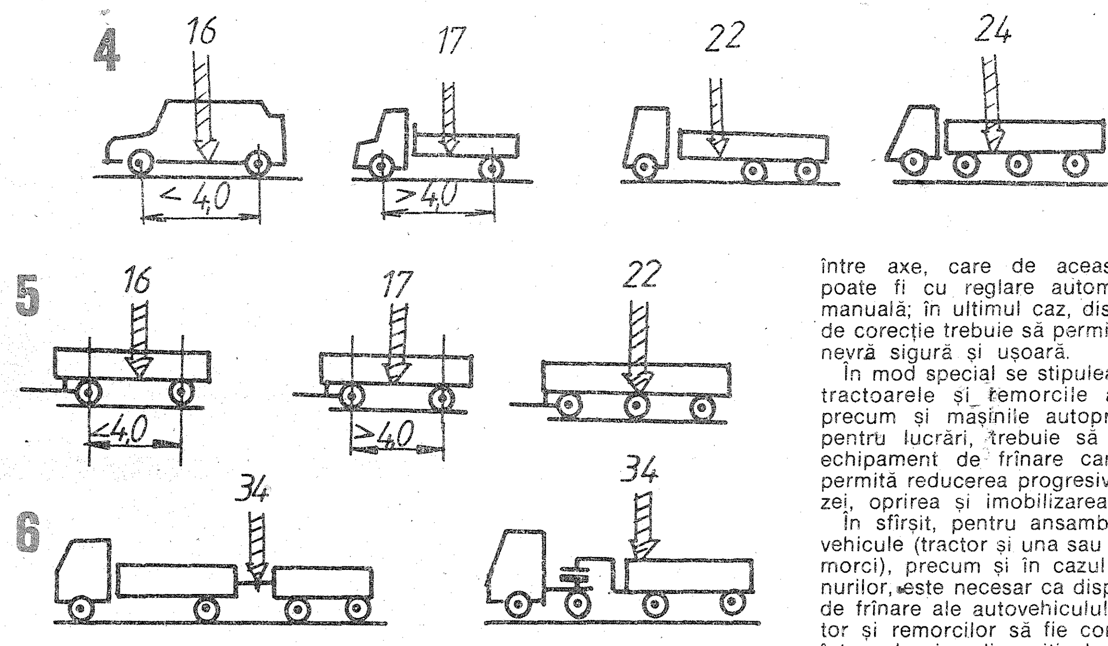
Se precizează că în aceste cazuri, deci cînd vehiculele au gabarite și mase care se încadrează în abaterile prezentate mai sus, se vor elibera autorizații de transport fără a li se aplica taxe suplimentare de parcurs. Pentru celelalte vehicule care au dimensiuni de gabarit și mase care ies chiar și din limitele de toleranțe arătate, se vor elibera autorizații speciale de transport conform legii. În toate aceste documente se pune în vedere conducătorului că, deoarece vehiculul respectiv depășește reglementările legale, sînt necesare un spor de atenție din partea sa în conducere, precum și respectarea traseului stabilit și a tuturor restricțiilor impuse de natura acestuia (poduri, curbe cu raze mici, pasaje joase etc.).

În finalul condițiilor impuse vehiculelor care circulă pe drumurile publice din România, în vederea protejării acoperirii acestor drumuri, ordinul comun citat în introducerea acestui material prevede că presiunea exercitată de pneuri pe sol în pata de contact nu trebuie să fie mai mare de 10 daN/cm² în cazul punților nemotoare și 8 daN/cm² pentru punțile motoare.

Spre deosebire de Regulamentul pentru aplicarea Decretului 328/1966, care este foarte sărac în acest domeniu, actualele „Condiții tehnice pentru vehiculele rutiere în vederea admiterii în circulație pe drumurile publice din România" sînt mult mai ample, mai precise și mai riguroase.

În ceea ce privește automobilele, actualele normative prevăd că această categorie de vehicule trebuie să aibă în compunere trei tipuri de dispozitive de frînare: un dispozitiv pentru frîna de serviciu, un altul pentru frîna de securitate și un al treilea pentru frîna de staționare.

Toate cele trei tipuri de dispozitive care intră în compunerea echipamentului de frînare al automobilelor și nu numai al lor, ci și al remorcilor, motocicletelor și motoretelor, trebuie să respecte prevederile STAS 11960/89 în privința securității circulației.



În plus față de dispozitivele enumerate, în cazul autobuzelor cu masa totală maximă autorizată care depășește 5,5 t și pentru celelalte autovehicule și remorci a căror masă maximă totală autorizată este mai mare de 9,0 t se admite echiparea cu o frînă de încetinire, care poate fi de orice natură: cu clapetă de evacuare, electromagnetică sau hidraulică.

Primul dintre dispozitivele de frînare menționate, frîna de serviciu, are rolul de a permite încetinirea progresivă a mișcării automobilului pînă la oprirea lui, acționînd asupra tuturor roților. Frîna de serviciu trebuie să aibă două circuite independente, fiecare din acestea acționînd cel puțin două roți aparținînd aceleiași punți. Ea trebuie dotată cu un dispozitiv de avertizare care să intre în funcțiune înainte de a se produce defectarea frînei sau cel mai tîrziu în momentul producerii defecțiunii, informînd șoferul despre aceasta pe cale optică și/sau fonică.

Frîna de securitate trebuie să asigure reducerea progresivă a vitezei vehiculului pînă la oprirea acestuia, în cazul în care s-a produs scoaterea din funcțiune a dispozitivului frînei de serviciu.

În sfîrșit, rolul dispozitivului frînei de staționare este de a asigura imobilizarea vehiculului încărcat și menținerea sa blocat pe o cale înclinată cu unghi de 20%, (chiar dacă șoferul nu este la postul de conducere) în deplină siguranță, adică excluzînd posibilitatea dezangajării accidentale.

Pentru autovehicule grele, a căror masă totală maximă autorizată depășește 12 t, fiind mai mare de cel puțin două ori decît masa proprie, este obligatorie prezența în echipamentul de frînare a unui corector care să regleze repartiția forței de frînare între punți, în funcție de încărcarea mașinii. Corectorul trebuie să acționeze cel puțin pe axa din spate și este obligatoriu și la autotractoarele cu șa cu masa totală maximă autorizată mai mare de 8 t.

Prescripții minuțioase privesc remorcile automobilelor și tractoarelor rutiere a căror viteză maximă constructivă este de peste 25 km/h. Ele trebuie să fie echipate cu un dispozitiv de frînare de serviciu, care, la fel ca și la vehiculul tractor, este necesar să acționeze progresiv pînă la oprirea vehiculului, precum și cu un dispozitiv de parcare capabil să imobilizeze remorca pe o pantă de 18%, cînd este decuplată.

Echipamentul de frînare arătat nu este obligatoriu pentru remorcile a căror masă maximă autorizată nu depășește 750 kg, fără a fi mai mare decît jumătate din masa autovehiculului care tractează, la care se adaugă și masa convențională a șoferului — 75 kg.

Pentru siguranța traficului, construcția echipamentului de frînare al remorcilor să fie astfel realizată încît să le oprească automat atunci cînd se produce decuplarea incidentală de autovehiculul tractor în timpul rulajului. De la această prescripție sînt exceptate remorcile cu masa maximă autorizată mai mică de 1,50 t monoax sau cu două axe între care distanța este de cel mult 1 m și care, în plus, sînt prevăzute cu o legătură suplimentară (lanț, cablu etc.).

Ca și la autovehiculele grele, la remorcile cu masa totală autorizată mai mare de 3,50 t și care depășește de cel puțin două ori masa proprie, se impune prezența în structura echipamentului de frînare a unui corector al repartiției forței de frînare între axe, care de această dată poate fi cu reglare automată sau manuală; în ultimul caz, dispozitivul de corecție trebuie să permită o manevră sigură și ușoară.

În mod special se stipulează că și tractoarele și remorcile agricole, precum și mașinile autopropulsate pentru lucrări, trebuie să aibă un echipament de frînare care să le permită reducerea progresivă a vitezei, oprirea și imobilizarea sigură.

În sfîrșit, pentru ansamblurile de vehicule (tractor și una sau două remorci), precum și în cazul autotrenurilor, este necesar ca dispozitivele de frînare ale autovehiculului trăgător și remorcilor să fie compatibile între ele, iar dispozitivul frînei de serviciu al remorcii să fie pus automat în funcțiune atunci cînd șoferul acționează frîna de serviciu a tractorului. Se exceptează de la această regulă numai remorcile cu masa totală maximă autorizată mai mică de 3,5 t la care comanda frînei de serviciu se poate face inerțial, prin ușoara apropiere a remorcii de autovehiculul trăgător la începutul procesului frînării acestuia (frînare inerțială).

Tot astfel, pentru remorcile cu masă totală maximă autorizată de peste 5,0 t, echipate cu frîne cu aer, se prevede ca echipamentul de frînare să aibă două conducte, în cazul produselor noi, care se înscriu prima dată în circulație.

În ansamblul autotrenurilor și al combinației de vehicule, forțele de frînare trebuie să fie astfel distribuite și sincronizate, încît să asigure stabilitatea corespunzătoare a vehiculelor componente în timpul frînării, fără derapaje și pierderi de direcție.

Finalul acestei părți a normativelor privește motoretele și motocicletele, care trebuie să aibă două dispozitive de frînare independente, dintre care unul să acționeze cel puțin asupra roții din spate, iar celălalt cel puțin asupra celei din față. Atașul motocicletelor nu este obligatoriu să aibă o frînă proprie, decît în cazul în care autovehiculul nu poate realiza în ansamblu performanțele de eficacitate prescrise în standardul deja menționat.

Pe lîngă cele de mai sus, triciclurile trebuie să fie dotate și cu un dispozitiv pentru frînarea de staționare, care să îndeplinească aceleași condiții impuse și automobilelor — precizate la începutul materialului.

(CONTINUARE ÎN NR. VIITOR)

Redactor-șef: ing. I. MIHĂESCU
Secretar general de redacție: fiz. ALEX. MĂRCULESCU
Redactori: K. FILIP, ing. M. CODÂRNAI
Grafică: I. IVAȘCU Secretariat: M. PAUN
Corectură: GEORGE IVAȘCU

Administrația: Editura „Presa Națională" S.A.

Tiparul executat la Imprimeria „Coresi" București

INDEX 44212

CITITORII DIN STRĂINĂTATE SE POT ABONA PRIN „ROMPRESFILATELIA" — SECTORUL EXPORT-IMPORT PRESA P.O.BOX 12—201, TELEX 10376, PRSFIR BUCUREȘTI, CALEA GRIVIȚEI NR. 64—66.

31-18